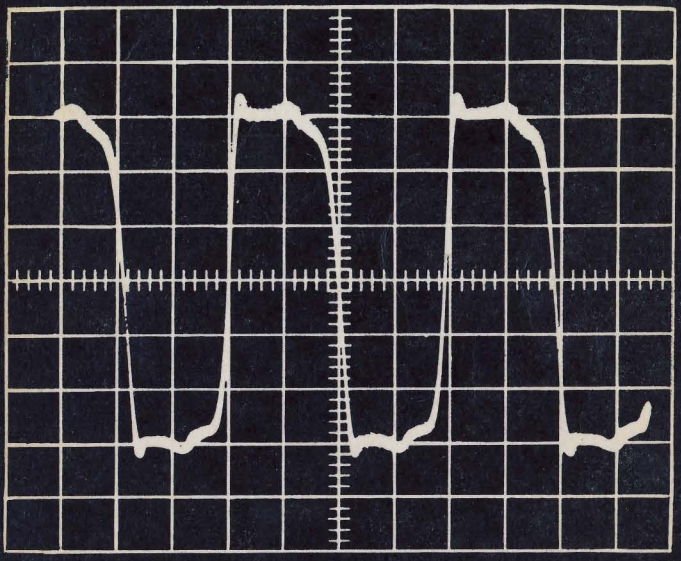
amateurreihe

electronica



Kühnel/Postel

209

Funktionsgenerator für den Frequenzbereich 1 Hz bis 100 kHz

electronica · Band 209

CLAUS KÜHNEL, UDO POSTEL

Funktionsgenerator für den Frequenzbereich 1 Hz bis 100 kHz

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1983
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1983
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Angelika Prüfert
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 20. Januar 1983
LSV: 3539
Bestellnummer: 746 524 3
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Einleitung 6
2. Aufbau eines Funktionsgenerators 7
2.1. Dreieck/Rechteckgenerator 7
2.2. Sinusgenerator 12
2.3. Sägezahngenerator 14
2.4. Pulsgenerator 16
2.5. Monitorausgänge 18
2.6. Rauschgenerator 20
2.7. Ausgangsverstärker 22
2.8. Elektronisches Potentiometer 23

3. Baugruppen eines Funktionsgenerators 24
3.1. Dreieck/Rechteckgenerator 24
3.2. Sinusgenerator 29
3.3. Sägezahngenerator 30
3.4. Pulsgenerator 34
3.5. Monitorbaugruppe 35
3.6. Ausgangsverstärker 37
3.7. Rauschgenerator 39
3.8. Elektronisches Potentiometer 42
3.9. Stromversorgung 45

4. Aufbau und Hinweise zur Inbetriebnahme der Baugruppen 51
4.1. Leiterplatte LP1 51
4.2. Leiterplatte LP2 55
4.3. Leiterplatte LP3 64
4.4. Funktionsgeneratorgesamtschaltung 69

5. Anwendungen des Funktionsgenerators 71
5.1. Signalgenerator mit veränderbarem Gleichspannungsanteil 71
5.2. SWEEP-Betrieb 71

5.3. Frequenzumtastung 73
5.4. Frequenzmodulation 74
5.5. Elektronischer Synthesizer 74
5.6. Melodiegenerator 78
5.7. Steuerbarer TTL-Pulsgenerator 79
5.8. Testung analoger Baugruppen 79
5.9. Untersuchung des Einschwingverhaltens analoger Baugruppen 80

6. Ausblick 81

Literatur 83

Vorwort

Mit der Entwicklung und der damit verbundenen Verbesserung des Angebotes an mikroelektronischen Bauelementen und Schaltkreisen steigen zwangsläufig die Möglichkeiten des Einsatzes dieser Bauelemente und der technische Inhalt der vom Elektronikamateur gefertigten Baugruppen bzw. Geräte. Die meßtechnische Basis muß dieser Entwicklung folgerichtig angepaßt werden. Da entsprechende Meßmittel schwer erhältlich sind, lohnt sich für diese Aufgabe oft der Eigenbau.
Neben Digitalmultimetern, Digitalzählern, Oszilloskopen u. a. m. sind Funktionsgeneratoren für den Test von Schaltungen kaum noch zu entbehren. Durch die Vielzahl von Zeitfunktionen und deren Variationsmöglichkeiten nimmt der Funktionsgenerator eine zentrale Stellung unter den Signalgeneratoren ein. Die verbreiteten Sinus- und Rechteckgeneratoren sind für den Einsatz bei komplexeren Analogschaltungen und bereits bei einfachen Digitalschaltungen nur noch bedingt geeignet. Komplexere Digitalschaltungen erfordern aber schon eine über die vielfältigen Möglichkeiten des Funktionsgenerators hinausgehende Meßtechnik.
Generell kann gesagt werden, daß sowohl auf der Seite der Generatoren als auch auf der Seite der Analysatoren jede Generation elektronischer Schaltungen besondere Schwerpunkte setzt. Besonders deutlich wurden solche Veränderungen der meßtechnischen Basis mit dem Aufkommen der Mikroprozessortechnik.

Claus Kühnel/Udo Postel

1. Einleitung

International wird ein breites Spektrum unterschiedlicher Funktionsgeneratoren, welche an die verschiedensten Aufgaben angepaßt sind, angeboten. Der schaltungstechnische Aufwand für die Realisierung eines solchen Funktionsgenerators ist dabei zwangsläufig proportional zur Anzahl der bereitgestellten Funktionen und deren Variationsmöglichkeit. Für den Elektronikamateur ist der Aufbau im allgemeinen undiskutabel.
Ziel der vorliegenden Broschüre ist es deshalb, dem Elektronikamateur ein nachbaufähiges Konzept eines Funktionsgenerators mit einem das NF-Gebiet weit überstreichenden Frequenzumfang vorzustellen. Um eine gewisse Freizügigkeit bei Aufbau und Erprobung des Funktionsgenerators zu erlauben, wird dieser aus koppelbaren Baugruppen zusammengesetzt. Durch ein solches modulares Konzept ist ein auf die konkreten Bedürfnisse des jeweiligen Elektronikamateurs zugeschnittener Ausstattungsgrad des Funktionsgenerators möglich. In sich abgeschlossene und abgleichbare Baugruppen vereinfachen deren Aufbau. Beim Bauelementeeinsatz wird vom derzeitig verfügbaren DDR-Bauelementesortiment bzw. vom in der DDR erhältlichen Importbauelementesortiment ausgegangen.

2. Aufbau eines Funktionsgenerators

Durch den entsprechend der Aufgabenstellung modularen Aufbau werden die einzelnen am Ausgang des Funktionsgenerators verfügbaren Zeitfunktionen und die für deren Variation erforderlichen Verkettungen in einzelnen, abgeschlossenen Baugruppen erzeugt. Das „Herz" des Funktionsgenerators ist ein Dreieck/Rechteckgenerator, von welchem die Kurvenformen der anderen Zeitfunktionen abgeleitet werden. Die Frequenz- und Amplitudenstabilität dieses Generators bestimmt damit wesentlich die Eigenschaften des gesamten Funktionsgenerators.

2.1. Dreieck/Rechteckgenerator

Für Dreieck/Rechteckgeneratoren mit einem weiten Frequenzbereich haben sich Schaltungen auf der Basis von Integratoren, für die Operationsverstärker verwendet werden, bewährt. In Bild 2.1 ist das Schaltungsprinzip eines Dreieck/Rechteckgenerators mit Integrator und Schmitt-Trigger angegeben.
Die Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers nimmt bekanntlich nur 2 Werte an. Sein Übertragungsverhalten ist durch eine Hysterese zwischen Ein- und Ausschaltspannung am Eingang gekennzeichnet [1]. Liegt am Ausgang des Schmitt-Triggers eine positive Ausgangsspannung an, wird in den Integratoreingang ein konstanter Strom eingespeist, wodurch sich der Integrationskondensator C auflädt. Die Ausgangsspannung des Integrators sinkt, bis die Ausschaltschwelle des Schmitt-Triggers erreicht wird. Bei Erreichen dieser Schaltschwelle wechselt das Ausgangs-

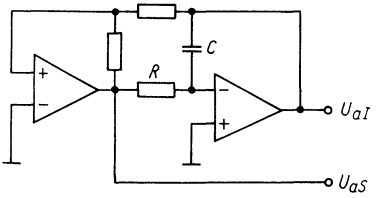


Bild 2.1
Schaltungsprinzip des Dreieck/Rechteckgenerators

potential von positiven zu negativen Werten, wodurch dem Integratoreingang ein Strom entzogen und damit die Integrationskapazität C umgeladen wird. Die Integratorausgangsspannung steigt dadurch wieder bis zum Erreichen der Einschaltschwelle des Schmitt-Triggers, worauf abermals das Ausgangspotential umgeschaltet wird. In Bild 2.2 ist der Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers und der des Integrators angegeben.
Die Frequenz f wird nach Gl. (2.1) berechnet.

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \tag{2.1}$$

mit

$$T_1 = RC \frac{(U_{eH} - U_{eL})}{U_{aH}}$$

$$T_2 = RC \frac{(U_{eL} - U_{eH})}{U_{aL}}$$

Die Indizes H und L bezeichnen den hohen (positiven) und den niedrigen (negativen) Wert der Eingangs- bzw. Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers.
Geht man von symmetrischen Spannungen $U_{eH} = -U_{eL}$ und $U_{aH} = -U_{aL}$ aus und setzt zum Erreichen gleicher Ausgangspegel für Dreieck- und Rechtecksignal $U_{aH} = U_{eH}$, gilt mit Gl. (2.1):

$$f = \frac{1}{4\,RC} \tag{2.2}$$

Für die Gültigkeit von Gl. (2.2) ist die Konstanz der Schaltschwellen sowie der Ausgangspegel des Schmitt-Triggers von entscheidender Bedeutung.
Die Frequenz von Funktionsgeneratoren wird bei kommerziellen Geräten in den meisten Fällen stufenweise mit dem Faktor zehn und stufenlos im Bereich 1:10 gesteuert. Bild 2.3 zeigt die erforderlichen Ergänzungen gegenüber Bild 2.1.
Bevor auf die Probleme des Schmitt-Triggers eingegangen wird, soll noch eine in vielen kommerziellen Funktionsgeneratoren enthaltene Fremdsteuerung des Dreieck/Rechteckgenerators betrachtet werden. Als steuernde Größe wird im allgemeinen

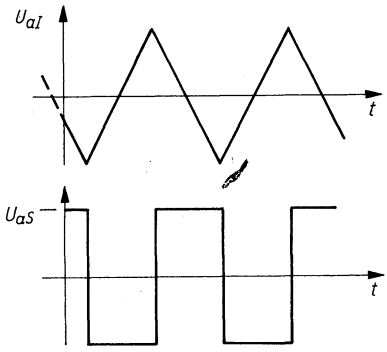


Bild 2.2
Spannungen am Generator nach Bild 2.1

eine Spannung verwendet. Der Dreieck/Rechteckgenerator wird dadurch zum VCO (*voltage controlled oszillator* – spannungsgesteuerter Oszillator). Bild 2.4 zeigt das Schaltungsprinzip eines solchen VCO. Der von der Integratorausgangsspannung angesteuerte Schmitt-Trigger steuert nicht mehr direkt den Integrator, sondern wirkt auf einen aus einem Diodenquartett gebildeten Ringschalter. Entsprechend der Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers wird entweder die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers AA1 oder die des Operationsverstärkers AA2 jeweils über den Widerstand R an den Integrator geschaltet. Mit dem Operationsverstärker AA2 wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers AA1 invertiert ($v' = -1$), wobei diese von der Summe aus den 2 Steuerspannungen abhängig ist. Die Handsteuerung ermöglicht ein Potentiometer, welches man mit einer konstanten Referenzspannung versorgt, während zur

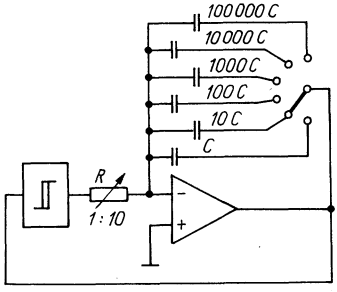


Bild 2.3
Steuermöglichkeiten am Dreieck/Rechteckgenerator

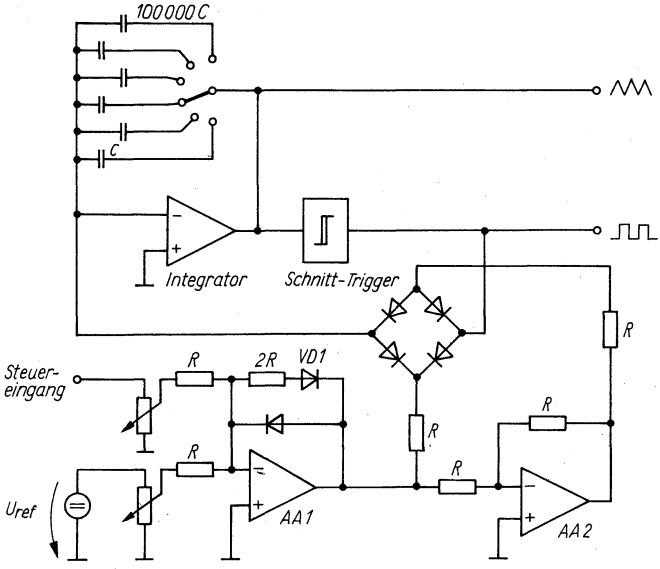


Bild 2.4 Schaltungsprinzip eines VCO; statt Schnitt-Trigger lies Schmitt-Trigger

Fremdsteuerung eine externe Spannungsquelle anzuschließen ist. Die den Integrator steuernde Spannung berechnet sich gemäß Bild 2.4 zu

$$| U_a | = 2 (U_{st} + \alpha U_{ref}); \quad 0 \leq \alpha \leq 1 .$$

Die Größe α bezeichnet den garantiert nutzbaren Widerstandsbereich des Einstellpotentiometers. Die in Reihe zum Rückführungswiderstand des Operationsverstärkers AA1 geschaltete Diode VD1 bewirkt ein Aufstocken der Ausgangsspannung um eine Diodenflußspannung, welche den Spannungsabfall über dem Ringschalter kompensiert.

In beiden vorgestellten Prinzipschaltungen für einen Dreieck/Rechteckgenerator war dem Integrator ein Schmitt-Trigger nachgeschaltet. Eine häufig verwendete Schmitt-Trigger-Schaltung wurde u. a. in [1] beschrieben und ist in Bild 2.5 dargestellt. Durch die Beschaltung des Operationsverstärkers sowie dessen Ausgangspegel werden die Eigenschaften des Schmitt-Triggers

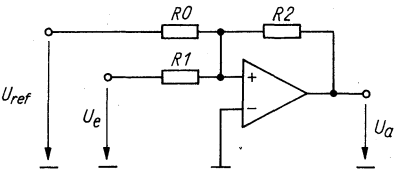


Bild 2.5
Nichtinvertierender Schmitt-Trigger

festgelegt. Anstelle des Operationsverstärkers werden auch Komparatorschaltkreise angewandt. Für die Einschaltschwelle U_{eH} erhält man nach Bild 2.5

$$U_{eH} = -\frac{R_1}{R_2} U_{aL} - \frac{R_1}{R_0} U_{ref} . \tag{2.3}$$

In gleichem Maße erhält man für die Ausschaltschwelle U_{eL} die Beziehung

$$U_{eL} = -\frac{R_1}{R_2} U_{aH} - \frac{R_1}{R_0} U_{ref} . \tag{2.4}$$

Die Hysterese des Schmitt-Triggers $\Delta U = U_{eH} - U_{eL}$ berechnet sich nach den Gln. (2.3) und (2.4) zu

$$\Delta U = \frac{R_1}{R_2} (U_{aH} - U_{aL}) . \tag{2.5}$$

Die Hysterese des Schmitt-Triggers wird nicht durch die Referenzspannung U_{ref} beeinflußt. Ist beispielsweise durch die Ausgangsspannungsbegrenzung des Schmitt-Triggers $U_{aH} \neq -U_{aL}$, kann eine gewünschte Symmetrie der Schaltschwellen durch die Referenzspannung U_{ref} hervorgerufen werden. Bei Komparatorschaltkreisen, welche häufig einen an eine bestimmte Schaltkreisfamilie angepaßten Ausgangssignalhub aufweisen, kann man diese Einstellmöglichkeit vorteilhaft nutzen. Als Beispiel sei an dieser Stelle der Komparatorschaltkreis *A 110* angeführt, welcher TTL-kompatible Ausgangsspannungen abgibt.
Die Schaltschwellen des Schmitt-Triggers werden abgeleitet aus Gl. (2.3) und Gl. (2.4) nach der Beziehung

$$U_{ref} = -\frac{1}{2} \frac{R_0}{R_2} (U_{aH} - U_{aL}) \tag{2.6}$$

symmetriert.
Da durch den Komparatorausgang gleichzeitig das Rechteck-

signal bereitgestellt wird, ist der Spannungsanstieg der Komparatorausgangsspannung besonders zu beachten. Operationsverstärker sind aufgrund ihres geringen Spannungsanstiegs am Ausgang (*slew rate*) nur bedingt zum Formen von Rechtecksignalen höherer Frequenz geeignet. Stehen keine eigentlichen Komparatorschaltkreise zur Verfügung, können auch Logikgatter die Flanken versteilen.

2.2. Sinusgenerator

Zur Formung einer sinusförmigen Ausgangsspannung sind verschiedenartige Schaltungsstrukturen bekannt.
In [1] wurde ein sehr präzise arbeitender Sinusgenerator vorgestellt, welcher sehr einfach beschaltet ist und für den 2 Multiplizierer und 1 Operationsverstärker verwendet wurden. In Bild 2.6 ist das Schaltungsprinzip angegeben, welches, abgeleitet von der Reihenentwicklung der Sinusfunktion, entworfen wurde. Dieser eleganten und einfachen Realisierungsmöglichkeit eines Sinusgenerators stehen die Schwierigkeiten beim Beschaffen der erforderlichen Multiplizierschaltkreise gegenüber. Werden die Multiplizierer mit Hilfe der verfügbaren Modulatorschaltkreise, welche wesentliche Bestandteile des Multiplizierers enthalten, und der zusätzlich notwendigen, diskreten Beschaltung aufgebaut, entstehen derart umfangreiche Schaltungen, daß der durch das Schaltungsprinzip vorgegebene einfache Aufbau nicht mehr wirksam wird.
Eine andere, stark verbreitete Realisierungsform für nichtlineares Übertragungsverhalten sind sogenannte Diodenfunktionsgeneratoren. Beim Diodenfunktionsgenerator wird von einer stückweise linearen Approximation der zu erzeugenden Funktion

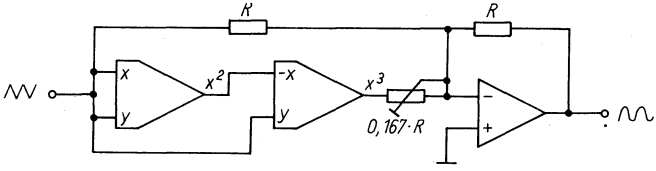


Bild 2.6 Sinusgenerator mit Multiplizierern; statt x^3 heißt es $-x^3$

ausgegangen. In Abhängigkeit vom erreichten Eingangs- oder Ausgangsspannungspegel werden mit als Schalter fungierenden Dioden unterschiedliche Verstärkungsfaktoren erzeugt. Sowohl der Vorwärts- als auch der Rückführungszweig einer Operationsverstärkerschaltung sind für diese Maßnahme geeignet. In Bild 2.7 ist das Schaltungsprinzip eines derartigen Diodenfunktionsgenerators gezeigt, bei welchem abhängig von der Größe der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers die Größe des Rückführungswiderstandes bestimmt wird.

Eine weitere, sehr einfache Realisierungsmöglichkeit für die Sinusfunktion wurde ausführlich in [2] beschrieben. Anwendung findet eine modifizierte Differenzverstärkerschaltung, wie sie vom Multiplizierer her bekannt ist. Das verwendete Schaltungsprinzip zeigt Bild 2.8. Wird der Querwiderstand R überbrückt, liegt die bekannte Differenzverstärker-Grundschaltung vor. Durch das

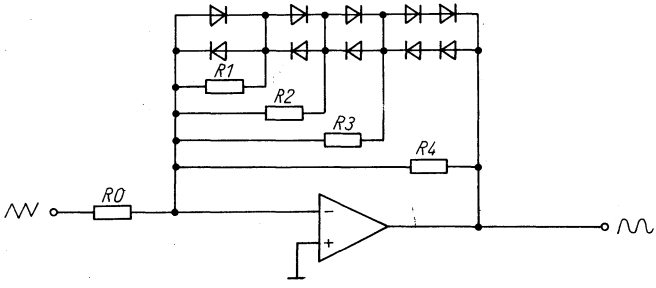


Bild 2.7 Sinusgenerator mit Diodenfunktionsgenerator

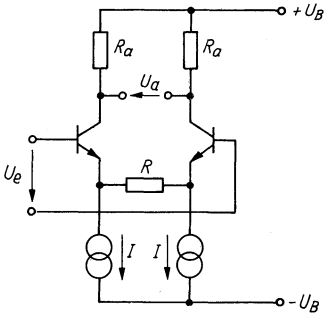


Bild 2.8
Sinusgenerator mit modifiziertem Differenzverstärker

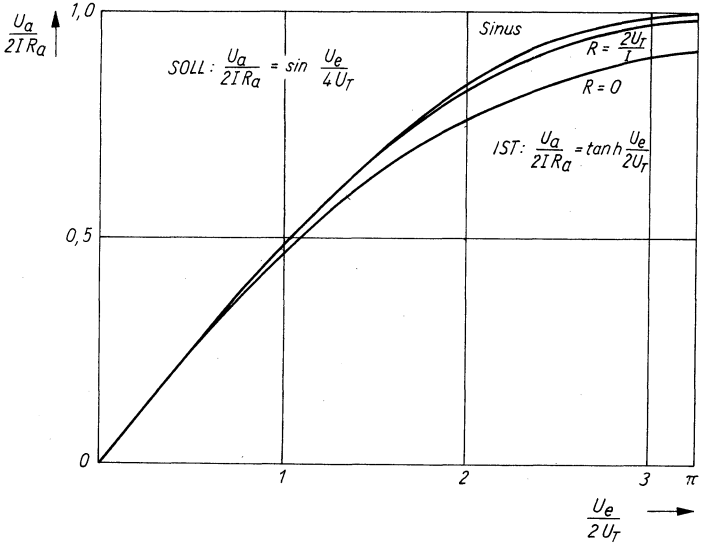


Bild 2.9 Transferverhalten des modifizierten Differenzverstärkers

Einschalten des Querwiderstandes R wird das Übertragungsverhalten der Verstärkerstufe dem geforderten sinusförmigen Verlauf angeglichen. In Bild 2.9 sind diese Zusammenhänge verdeutlicht.
Durch einen sorgfältigen Abgleich kann eine gute Übereinstimmung zwischen dem geforderten und dem praktisch realisierten Übertragungsverhalten erreicht werden.
Mit dieser Schaltung und der angegebenen Dimensionierung wurden im NF-Bereich recht gute Klirrfaktoren der Sinusfunktion erreicht [2].

2.3. Sägezahngenerator

Eine sägezahnförmige Ausgangsspannung kann durch einfache schaltungstechnische Maßnahmen aus den Signalen des Dreieck/Rechteckgenerators zusammengesetzt werden. Wird eine Flanke des Dreiecksignals stets invertiert, erhält man ein sägezahnför-

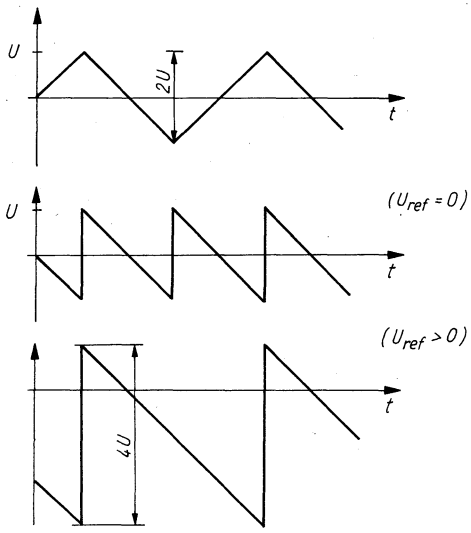


Bild 2.10 Erzeugung der Sägezahnspannung

miges Ausgangssignal doppelter Frequenz. Bild 2.10 zeigt die erforderliche Signalbearbeitung. Um die ursprüngliche Frequenz wieder zu erreichen, ist einer der Flanken dieses sägezahnförmigen Signales eine Gleichspannung zu überlagern. Das Signal kann durch ein geschaltetes Koeffizientenglied nach Bild 2.11 auf einfache Weise verarbeitet werden. Der Schalttransistor VT bestimmt das Vorzeichen des Verstärkungskoeffizienten. Ein leitender Transistor VT schließt den Verbindungspunkt der Widerstände $R1$, $R2$ und $R4$ gegen Masse kurz. Man erhält einen nichtinvertierenden Verstärker, der durch die durch den Span-

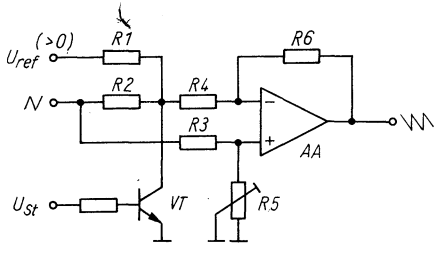


Bild 2.11
Geschaltetes Koeffizientenglied

nungsteiler $R3$, $R5$ geteilte Eingangsspannung angesteuert wird. Für die Ausgangsspannung gilt in dieser Betriebsart die Beziehung

$$u_a = \frac{R_5}{R_3 + R_5} \frac{R_4 + R_6}{R_4} u_e = k^+ u_e \quad \text{(VT leitend)} \qquad (2.7)$$

Der Verstärkungskoeffizient k^+ ist durch die beiden Spannungsteiler R_3, R_5 bzw. R_4, R_6 festgelegt.
Wird der Transistor VT gesperrt, sind beide Eingänge des Operationsverstärkers AA signalführend. Durch Anwendung des Superpositionssatzes erhält man in dieser Betriebsart für die Ausgangsspannung die Beziehung

$$-u_a = \frac{R_6}{R_4} \left\{ \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_5}{R_3 + R_5} \frac{R_4 + R_6}{R_4} \right) u_e + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ref} \right\} \quad \text{(VT sperrt)} \qquad (2.8)$$

Vereinfachend kann mit Gl. (2.8) geschrieben werden:

$$-u_a = k^- u_e + \frac{R_6}{R_4} \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ref} \quad \text{(VT sperrt)} \qquad (2.9)$$

Betrachtet man die Signalverarbeitung entsprechend der Pegel in Bild 2.10, kann abgelesen werden, daß für die Verstärkungskoeffizienten $k^+ = k^- = 1/2$ gelten muß. Bei Vorgabe der Spannungswerte für U_e und U_{ref} sowie dreier Widerstandswerte können die übrigen Widerstände berechnet werden. Damit, unabhängig von den Bauelementetoleranzen, auf gleiche Verstärkungskoeffizienten k^+ und k^- abgeglichen werden kann, ist es zweckmäßig, einen Widerstandswert einstellbar zu gestalten. In Bild 2.11 wurde anstelle des Widerstandes R_5 ein Potentiometer vorgesehen.

2.4. Pulsgenerator

Pulsförmige Signale werden sowohl für analoge als auch für digitale Testzwecke häufig verwendet. Für den Einsatz in der Analogtechnik sind neben der Pulsamplitude vor allem die Folgefrequenz sowie das Tastverhältnis von Bedeutung. Die Pulsfolge-

frequenz wird durch den Muttergenerator (Dreieck/Rechteckgenerator) des Funktionsgenerators vorgegeben und läßt sich in den behandelten Grenzen variieren. Das Tastverhältnis kann man wieder mit dem Dreiecksignal verändern. Vergleicht ein Komparator den Momentanwert des Dreiecksignales mit einer Referenzspannung, so ist dessen Ausgangssignal das geforderte Pulssignal. Bild 2.12 zeigt einen beschalteten Komparator einschließlich der zugehörigen Ein- und Ausgangssignale. Beim angegebenen Schaltungsprinzip entstehen an den Komparatoreingängen Spannungsdifferenzen, die in Höhe der doppelten Dreieckamplitude liegen können. Für viele Komparatorschaltkreise ist eine Differenzeingangsspannung dieser Höhe nicht zugelassen. Für sie eignet sich die Schaltung nach Bild 2.13. Die antiparallel geschalteten Dioden VD1 und VD2 bewirken eine Eingangsspannungsbegrenzung in Höhe einer Diodenflußspannung, welche im allgemeinen statthaft ist. Am nichtinvertierenden Komparatoreingang bildet sich die Spannung

$$u_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_e + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ref}$$

aus. Ist diese Spannung höher als das am invertierenden Eingang liegende Massepotential, nimmt der Komparatorausgang den

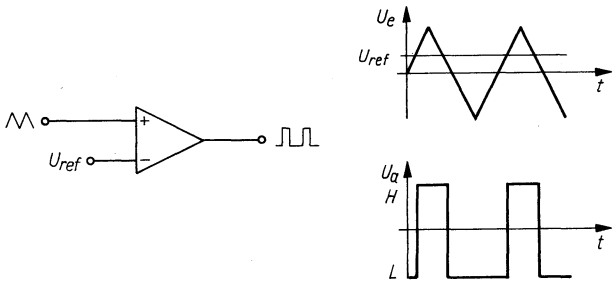


Bild 2.12 Komparator zur Pulserzeugung

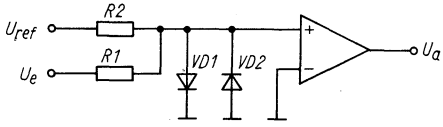


Bild 2.13
Komparator mit Eingangsschutzschaltung

Wert HIGH ein. Bei niedrigeren Spannungswerten schaltet der Komparatorausgang auf LOW. Damit gilt für das Übertragungsverhalten die Beziehung:

$$u_a = \mathrm{H} \qquad u_e > -\frac{R_1}{R_2} U_{ref}$$

$$u_a = \mathrm{L} \qquad u_e < -\frac{R_1}{R_2} U_{ref} \tag{2.10}$$

Greift man das Referenzpotential über ein Potentiometer ab, kann das Tastverhältnis des Pulssignales in weiten Grenzen gesteuert werden.

2.5. Monitorausgänge

Beim Funktionsgenerator wird durch die Wahl der Betriebsart die Kurvenform der Ausgangsspannung festgelegt. Den universellen Charakter des Funktionsgenerators unterstreichen sogenannte Monitorausgänge, welche die Ausgangsspannungen aller bisher beschriebenen Generatorschaltungen nach außen führen. Leistungsmäßig sind diese Ausgänge so ausgelegt, daß sie mit einem minimalen schaltungstechnischen Aufwand realisiert werden können. Für Steuer- und Kontrollzwecke können diese Ausgänge mit entsprechend hochohmigen Eingängen beschaltet werden.

Um den minimalen schaltungstechnischen Aufwand für die Monitorausgangsstufen garantieren zu können, wurden komplementäre Emitterfolger als Ausgangsstufe verwendet. Durch die komplementäre Anordnung der Emitterfolger wird deren Temperaturkoeffizient weitgehend ausgeglichen. Die Ausgangsspannungen sollen an den Monitorausgängen nullsymmetrisch bereitgestellt werden. Aus diesem Grund wurden als Bestandteil der Monitorausgangsschaltungen entsprechende Stufen zur Pegelverschiebung vorgesehen. Bild 2.14 zeigt 2 Monitorausgangsstufen mit unterschiedlichen Arten der Pegelverschiebung. Grundsätzlich wird bei beiden Schaltungen das Eingangssignal über einen Widerstand $R1$ mit den Transistoren VT1 und VT2 verbunden. Legt man an den Eingang der Schaltung ein periodisches Signal an, dessen arithmetischer Mittelwert im Negativen liegt, ist ein

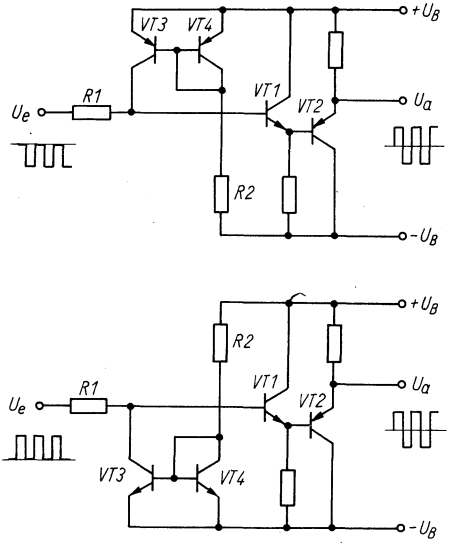


Bild 2.14 Monitorausgangsstufen mit Pegelversatz

nullsymmetrisches Signal nur durch Spannungsaufstockung um diesen Betrag zu erhalten. Über dem Widerstand $R1$ muß durch einen aus einem pnp-Stromspiegel bereitgestellten Konstantstrom ein Spannungsabfall der erforderlichen Größe erzeugt werden. Der Stromspiegel wird aus den Transistoren VT3 und VT4 gebildet. Durch den Widerstand $R2$ wird die Größe des Konstantstromes festgelegt.

Soll aus einem TTL-Signal ein nullsymmetrisches Ausgangssignal erzeugt werden, ist der Ausgangsspannung $U_a = 0$ der mittlere TTL-Pegel, also $U_e \approx 2{,}5$ V, zuzuordnen. Über dem Widerstand $R1$ der Ausgangsstufe muß demzufolge die Differenz aus den Basis-Emitter-Flußspannungen und dieser Eingangsspannung abfallen. Es wird in etwa wieder der gleiche Spannungswert erreicht, hier jedoch mit anderem Vorzeichen. Wird nun der Stromspiegel aus npn-Transistoren aufgebaut, dann kann man die erforderliche Pegelverschiebung realisieren.

2.6. Rauschgenerator

Rauschgeneratoren sind dadurch gekennzeichnet, daß sie im interessierenden Frequenzbereich ein als „weißes Rauschen" bezeichnetes Ausgangssignal liefern. Das „weiße Rauschen" ist durch ein konstantes Spektrum (über den interessierenden Frequenzbereich) beschreibbar. Das sogenannte „farbige Rauschen" wird aus dem „weißen Rauschen" durch Nachschalten von Filtern u. ä. gewonnen. Da Widerstände und alle aktiven elektronischen Bauelemente mehr oder weniger stark rauschen, gibt es vielfältige Schaltungen für Rauschgeneratoren. Wenn man das Rauschsignal mit elektronischen Bauelementen, z. B. durch die Auswertung des Kollektor-Emitter-Reststromes eines Bipolartransistors, erzeugt, ist der oft beträchtliche Anteil des Funkelrauschens von Nachteil. In Bild 2.15 ist ein typisches Rausch-

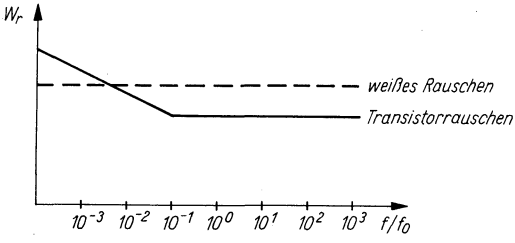


Bild 2.15 Typisches Rauschspektrum eines elektronischen Bauelementes

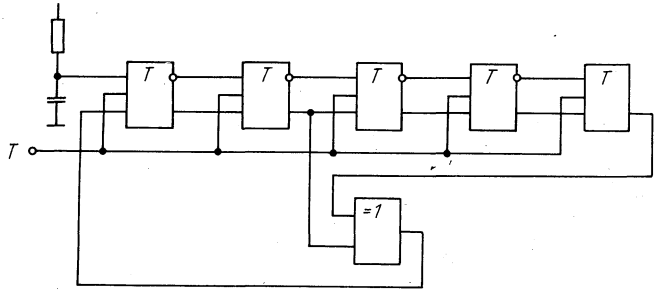


Bild 2.16 Übersichtsschaltplan eines Pseudozufallsgenerators

	2^0	2^1	2^2	2^3	2^4	EX-OR
0	H	L	L	L	L	L
1	L	H	L	L	L	H
2	H	L	H	L	L	L
3	L	H	L	H	L	H
4	H	L	H	L	H	H
5	H	H	L	H	L	H
6	H	H	H	L	H	L
7	L	H	H	H	L	H
8	H	L	H	H	H	H
9	H	H	L	H	H	L
10	L	H	H	L	H	L
11	L	L	H	H	L	L
12	L	L	L	H	H	H
13	H	L	L	L	H	H
14	H	H	L	L	L	H
15	H	H	H	L	L	H
16	H	H	H	H	L	H
17	H	H	H	H	H	L
18	L	H	H	H	H	L
19	L	L	H	H	H	H
20	H	L	L	H	H	H
21	H	H	L	L	H	L
22	L	H	H	L	L	H
23	H	L	H	H	L	L
24	L	H	L	H	H	L
25	L	L	H	L	H	H
26	H	L	L	H	L	L
27	L	H	L	L	H	L
28	L	L	H	L	L	L
29	L	L	L	H	L	L
30	L	L	L	L	H	H
0	H	L	L	L	L	L

Bild 2.17 Zustandstabelle des Pseudozufallsgenerators

spektrum eines elektronischen Bauelementes dargestellt und dem des „weißen Rauschens" gegenübergestellt.

Wesentlich günstigere Ergebnisse werden durch den Einsatz von Pseudo-Zufallsgeneratoren erreicht [3]. Ein solcher Pseudo-Zufallsgenerator wird durch Flip-Flop gebildet, welche als Schieberegister zusammengeschaltet werden. Mit einem n-bit langen Schieberegister können 2^n-1 verschiedene innere Zustände realisiert werden. Dabei wurde bereits berücksichtigt, daß der Zustand L ... L nicht auftreten darf. Die Funktion des Schieberegisters als Pseudo-Zufallsgenerator ist nur gewährleistet, wenn mindestens ein H umläuft. Die Beschaltung des Schieberegisters

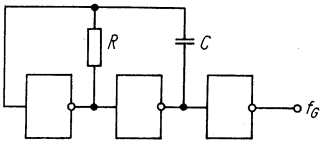


Bild 2.18
Taktgenerator

trägt dieser Bedingung Rechnung. Bild 2.16 zeigt die Prinzipschaltung eines solchen Pseudo-Zufallsgenerator mit 5 Speicherzellen. Der zweite und fünfte Ausgang werden einem Exklusiv-ODER-Gatter zugeführt. Der Ausgangszustand dieses Gatters bestimmt den jeweils seriell in das Schieberegister eingegebenen Wert, Bild 2.17 erläutert anhand der Zustände der einzelnen Speicherzellen und des Ausgangszustandes des Exklusiv-Oders die Wirkungsweise. Das Schieberegister wird durch einen separaten Taktgenerator getaktet, der leicht aus wenigen Grundgattern der verwendeten Logikfamilie aufgebaut werden kann. Bild 2.18 zeigt eine bekannte Realisierungsmöglichkeit. Für die Taktfrequenz gilt als Faustformel der 10fache Wert der oberen Grenzfrequenz des Frequenzbandes, für welches das „weiße Rauschen" erzeugt werden soll. Damit erhält man eine Taktfrequenz von etwa 200 kHz für ein Rauschen, welches im NF-Bereich (< 20 kHz) als „weiß" zu betrachten ist.

2.7. Ausgangsverstärker

Der Ausgangsverstärker des Funktionsgenerators stellt die in den Funktionsgruppen des Funktionsgenerators erzeugten Signale niederohmig für einen Verbraucher zur Verfügung. Da von den Funktionsgruppen bereits Signalpegel von $U_{ss} = 5$ V bereitgestellt werden, hat der Verstärkungsfaktor des Ausgangsverstärkers nur sekundäre Bedeutung. Aufgrund der niedrigen unteren Grenzfrequenz und der Forderung nach einer wahlweisen Überlagerung einer Gleichspannung (Bias) führt man ihn als gleichspannungsgekoppelten Verstärker aus. Ausreichende statische Stabilität wird durch einen sehr stark gegengekoppelten Operationsverstärker erzwungen. Das Schaltungsprinzip eines Leistungsverstärkers zeigt Bild 2.19. Für den Signaleingang wird eine Spannungsverstärkung von 2 wirksam, wodurch die Ausgangsspannung U_{ss} Werte von maximal 10 V annehmen kann. Die überlagerte Gleichspannung beträgt $\pm$ 5 V.

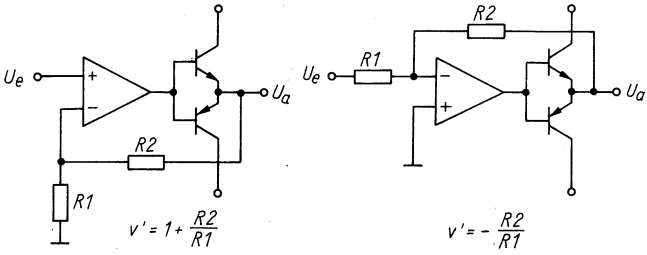


Bild 2.19 Leistungsverstärker mit Operationsverstärker

2.8. Elektronisches Potentiometer

Bereits in Abschnitt 2.1. wurde auf eine Erweiterung des Dreieck/Rechteckgenerators zum VCO eingegangen. Der Eingangsstrom des Integrators dieser Baugruppe und damit die Frequenz des zugehörigen Ausgangssignales läßt sich durch Variation des Widerstandes R einerseits, andererseits aber auch durch Variieren der zugehörigen Referenzspannung U_{ref} steuern. In Bild 2.4 waren die erforderlichen Schaltungsteile angegeben. Das sogenannte „elektronische Potentiometer" ist für alle die Anwender von besonderem Interesse, welche von „außen" gezielt die Frequenz des Funktionsgenerators beeinflussen möchten. In den Anwendungen wird auf diesen Einsatzfall noch gesondert hingewiesen. Abgeleitet aus Bild 2.4, kann das „elektronische Potentiometer" als Zusatzbaugruppe nach Bild 2.20 aufgebaut werden.

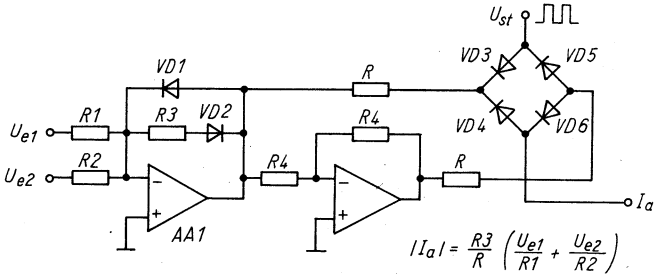


Bild 2.20 Elektronisches Potentiometer

3. Baugruppen eines Funktionsgenerators

In Abschnitt 2. wurden anhand der einzelnen Funktionsgruppen der Aufbau und die prinzipielle schaltungstechnische Realisierung eines Funktionsgenerators für den Amateurbedarf aufgezeigt. Ziel des Abschnittes 3. ist nunmehr die konkrete Beschreibung der verwendeten Schaltungstechnik einschließlich der Angabe notwendiger Aufbauhinweise. Sämtliche Baugruppen finden auf 3 Leiterplatten des Formates 170 mm × 95 mm Platz. Aus Gründen eines einfachen Aufbaus dieser Leiterplatten wurde von nur einer Leiterzugebene ausgegangen. Um den Bezug zum Abschnitt 2. herzustellen, werden die Baugruppen wieder abgeschlossen behandelt. Stromlaufpläne, Leiterbildoriginale und Bestückungszeichnungen ergänzen die Angaben. Für die Netzteilbaugruppe wird eine bevorzugt verwendete Variante mit integrierten Bauelementen angegeben. Aufgrund der vielfältigen andersartigen Realisierungsmöglichkeiten wird an dieser Stelle keine fertige Baugruppe vorgestellt.

3.1. Dreieck/Rechteckgenerator

Der Dreieck/Rechteckgenerator ist Bestandteil der Leiterplatte LP1. Bild 3.1 zeigt den zugehörigen Stromlaufplan. Als Operationsverstärker AA1 wurde der sowjetische Typ *K 140 UD 8* eingesetzt. Dieser Operationsverstärker ist äquivalent zu dem internationalen Typ *µA 740* und hat durch den Einsatz von Sperrschichtfeldeffekttransistoren in der Eingangsdifferenzstufe sehr niedrige Eingangsströme bzw. einen sehr hohen Eingangswiderstand. Die Kapazitäten *C*1 bis *C*5 bilden mit den Widerständen *R*12 und *R*14 die frequenzbestimmende Beschaltung des Operationsverstärkers AA1. Da der *K 140 UD 8* intern frequenzkompensiert ist, sind keine zusätzlichen Schaltungsmaßnahmen hierfür erforderlich. Die Dreieckspannung des Integrators AA1 wird in Verbindung mit den Widerständen *R*6, *R*7 und *R*10 durch den Komparatorschaltkreis AA2 begrenzt. Infolge günstiger dynamischer Eigenschaften wurde an dieser Stelle der

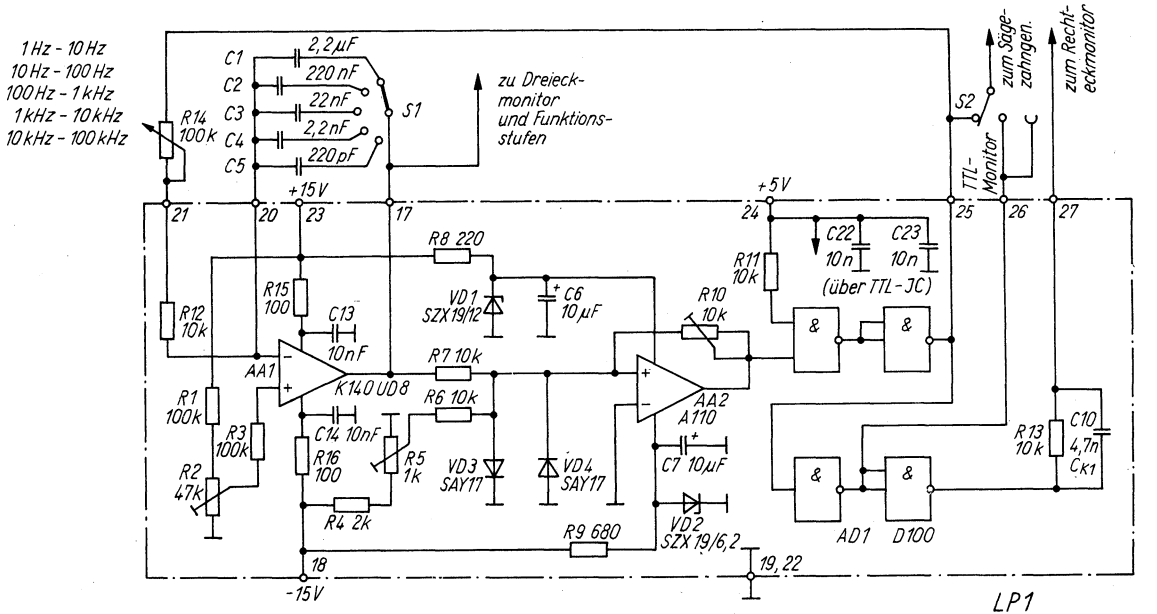


Bild 3.1 Baugruppen der Leiterplatte LP1

Komparatorschaltkreis *A 110* eingesetzt. Herkömmliche Operationsverstärker eignen sich aufgrund des beschränkten Ausgangsspannungsanstieges nur bedingt an dieser Stelle. Etwas umständlich ist die Spannungsversorgung des Schaltkreises *A 110*. Die erforderlichen Betriebsspannungen werden über Widerstand, Z-Diode und Stützkondensator an den Schaltkreis AA2 gelegt. Die positive Versorgungsspannung wird durch die Schaltelemente *R*8, VD1 und *C*6 aus der allgemeinen Versorgungsspannung von + 15 V abgeleitet. Für die negative Versorgungsspannung sind *R*9, VD2 und *C*7 (abgeleitet aus der Versorgungsspannung von − 15 V) verantwortlich. Die Höhe des Dreiecksignales wird durch die Hysterese des aus dem Komparator AA2 einschließlich der Widerstandsbeschaltung (*R*6, *R*7, *R*10) gebildeten Schmitt-Triggers bestimmt und ist entsprechend Gl. (2.5) über das Widerstandsverhältnis *R*7, *R*10 abgleichbar. Ein- und Ausschaltschwelle des Schmitt-Triggers werden bei konstanter Hysterese durch die am Widerstand *R*5 abgreifbare Spannung verschoben. Durch diesen Abgleichvorgang wird ein zur Nullinie symmetrisches Dreiecksignal eingestellt. Der nur mit einer TTL-Last belastbare Ausgang des Schaltkreises *A 110* wird durch 2 Gatter des Schaltkreises AD1 entkoppelt. Die 2 übrigen Gatter des Schaltkreises invertieren das Signal und treiben den Rechteckmonitor. Das Rechtecksignal wird einmal direkt an den Ausgang TTL-Monitor zur Steuerung von Digitalschaltungen im TTL-Pegel herausgeführt. Der andere Ausgang führt an eine Monitorausgangsschaltung, welche ein nullsymmetrisches Ausgangssignal zur Verfügung stellt.

Der Ausgang der Entkopplungsgatter wird auf den Widerstand *R*14 geführt, der eine stufenlose Frequenzänderung über seinen Einstellbereich ermöglicht.

Der aus den Widerständen *R*1 und *R*2 gebildete Spannungsteiler soll eine Biasspannung für den Integrator erzeugen. Die Größe der Biasspannung wird durch die Ausgangspegel des Komparators bzw. der am Widerstand *R*14 anliegenden Pegel bestimmt. Es gilt der Zusammenhang:

$$U_{\text{Bias}} = \frac{1}{2}\,(U_{\text{aH}} + U_{\text{aL}}) \tag{3.1}$$

Bei den hier vorliegenden TTL-Pegeln ist nach Gl. (3.1) eine Biasspannung von etwa 2,5 V einzustellen.

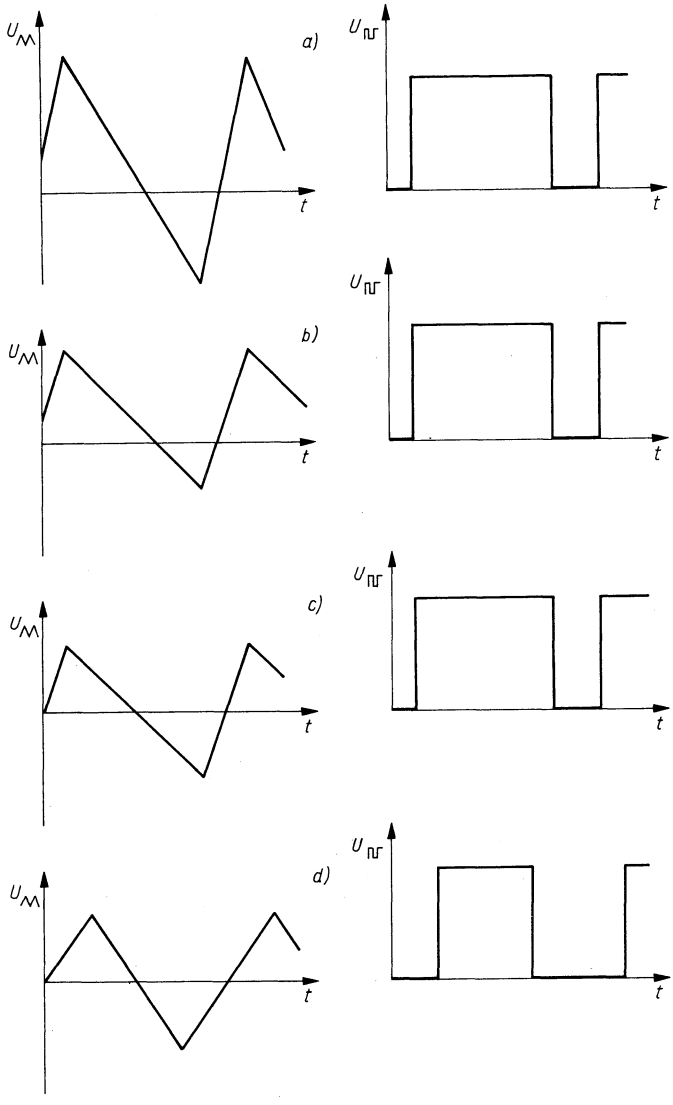


Bild 3.2 Signale am Dreieck/Rechteckgenerator beim Abgleich

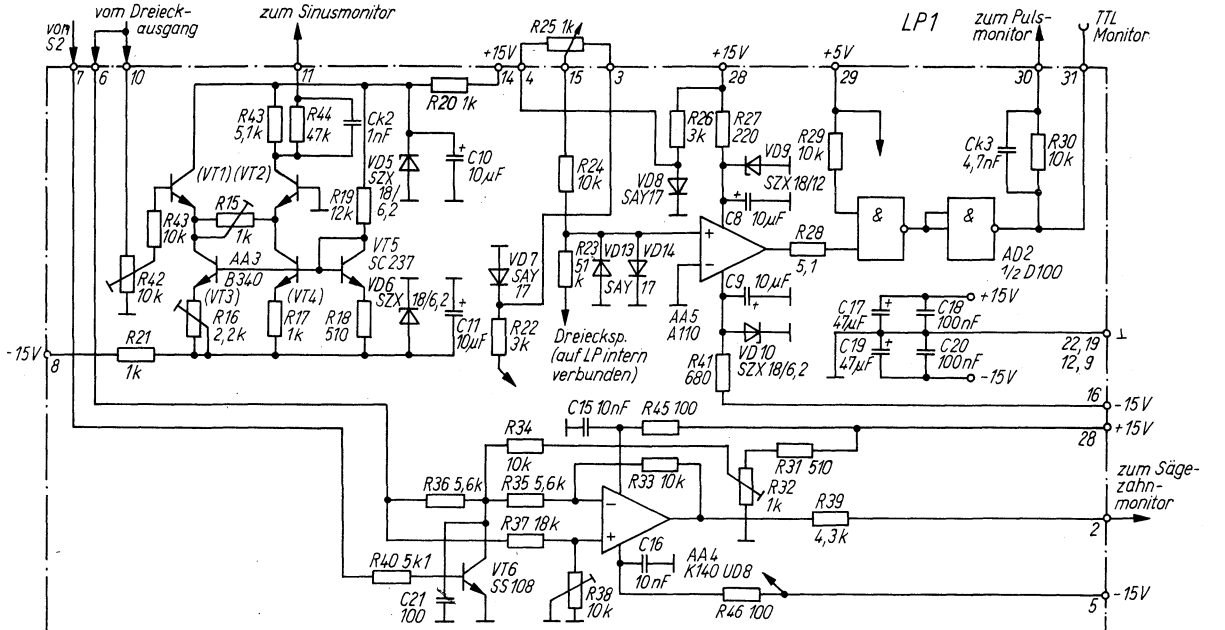


Bild 3.3 Baugruppen der Leiterplatte LP1

Der Abgleich des Dreieck/Rechteckgenerators wird anhand von Bild 3.2 erläutert. Den Ausgangspunkt soll der in Bild 3.2a gezeigte Signalverlauf bilden. Keine der 3 Bestimmungsgrößen, wie Dreieckamplitude, Nullsymmetrie des Dreiecksignales und Tastverhältnis des Rechtecksignales, ist entsprechend den Forderungen eingehalten. Die Dreieckamplitude stellt man mit dem Widerstand *R*10 unabhängig von den anderen Bestimmungsgrößen (Bild 3.2b) ein. Im zweiten Einstellvorgang wird die Nullsymmetrie des Dreiecksignales mit *R*5 (Bild 3.2c) eingestellt. Nach diesen beiden Einstellschritten verbleibt der Abgleich des Tastverhältnisses des Rechtecksignales durch Verstellen des Widerstandes *R*2 (Bild 3.2d). Die geschilderten Abgleichschritte lassen sich mit Hilfe eines Oszilloskops sehr gut und in ausreichender Genauigkeit durchführen.

3.2. Sinusgenerator

Der Sinusgenerator ist Bestandteil der Leiterplatte LP1. In Bild 3.3 ist der Stromlaufplan des Sinusgenerators enthalten. Verwendet wurde das in Abschnitt 2.2., Bild 2.8 angegebene Schaltungsprinzip auf der Grundlage einer modifizierten Differenzverstärkerschaltung. Um der Forderung nach möglichst identischen Transistorkennlinien nahezukommen, wurde für diese Schaltung das integrierte Transistorarray *B 340* eingesetzt. Die Betriebsspannung für diese Baugruppe beträgt nicht wie sonst üblich $\pm$ 15 V, sondern wurde aufgrund der maximal zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung des Transistorarrays *B 340* von 15 V reduziert. Eingesetzt sind zu diesem Zweck die Schaltelemente *R*20, VD5 und *C*10 für die positive Betriebsspannung, *R*21, VD6 und *C*11 für die negative Betriebsspannung. Der Spannungswert der Z-Dioden ist dabei nicht kritisch. Günstig ist es, wenn die Summe der Z-Spannungen 15 V nicht überschreitet, da dann bei eventuellen Schaltungsfehlern in der Aufbauphase die Grenzspannung der Transistoren den zulässigen Wert nicht überschreiten kann. Die Transistoren VT1 bis VT4, welche Bestandteil des integrierten Transistorarrays *B 340* sind, bilden die zum Erzeugen der Sinusfunktion erforderliche Schaltung. Die Transistoren VT3 und VT4 wirken zusammen mit dem Transistor VT5 als Strombank, d. h., der durch den Transistor

VT5 gelangende Strom fließt, bewertet mit dem Widerstandsverhältnis der Widerstände $R16$ bis $R18$, auch in die Kollektoren der Transistoren, welche als Stromquellen (Stromsenken) für den modifizierten Differenzverstärker mit den Transistoren VT1 und VT2 wirken. Der Widerstand $R16$ wurde zum Abgleich der Kollektorströme als Einstellregler ausgebildet. Der Strom durch den Transistor VT5 nimmt einen Wert von etwa 1 mA an. Die Widerstände $R17$ und $R18$ verhalten sich etwa wie 2:1, wodurch der Kollektorstrom des Transistors VT4 etwa 0,5 mA betragen muß. Wird die Basis des Transistors VT1 z. B. durch Erdung des an den Widerstand $R42$ führenden Eingangs auf Massepotential gezogen, kann der Kollektorstrom durch den Transistor VT2 durch Spannungsmessung über dem Widerstand $R15$ eingestellt werden. Der Widerstand $R15$ sollte für diesen Abgleich auf seinen Maximalwert eingestellt sein. Erreicht die Differenzspannung über dem Widerstand $R15$ den Wert Null, so ist die erforderliche Stromsymmetrie eingestellt. Diesen Abgleich muß man sehr sorgfältig durchführen, da eine Basis-Emitter-Spannungsdifferenz von 1 mV bereits einem Stromfehler von 4% entspricht. Eine andere Möglichkeit des Abgleiches der Stromsymmetrie besteht bei der Einfügung eines Kollektorwiderstandes am Transistor VT1, welcher den gleichen Wert wie der des Transistors VT2 hat, durch Nullierung der Kollektorspannungsdifferenz an den Transistoren VT1 und VT2. Amplitude und Kurvenform des Sinussignales kann man nun bei Ansteuerung durch den Dreieckgenerator mit den Widerständen $R42$ und $R15$ abgleichen. Hierzu wird die Ausgangsspannung des Sinusgenerators direkt am Kollektor des Transistors VT2 oder aber am Ausgang Sinusmonitor abgegriffen und auf ein Oszilloskop geschaltet. Die Einstellungen der Widerstände $R42$ und $R15$ beeinflussen sich wechselseitig. Vorteilhaft für den Abgleich des Sinussignales ist das Vorhandensein eines Klirrfaktormeßgerätes. Mit der in Bild 3.3 angegebenen Dimensionierung und bei Beachtung der Hinweise für den Abgleich sind im Frequenzbereich von 1 Hz bis 100 kHz Klirrfaktoren kleiner 1% möglich.

3.3. Sägezahngenerator

Der Sägezahngenerator ist Bestandteil der Leiterplatte LP1. Bild 3.3 zeigt den Stromlaufplan des Sägezahngenerators. Für

den Operationsverstärker AA4 wurde wieder der Typ *K 140 UD 8* eingesetzt, da dieser gegenüber dem *A 109* aufgrund seiner wesentlich größeren „slew rate" steilere Flanken ermöglicht. Das verwendete Schaltungsprinzip wurde im Abschnitt 2.3. erläutert. Der Verstärkungsfaktor wird durch den Transistor VT6 umgeschaltet. Um die Erdung des Knotenpunktes der Widerstände *R*34 bis *R*36 und des Transistors VT6 im erforderlichen Maße zu garantieren, sollte für den Transistor VT6 ein Schalttransistor, welcher niedrige Kollektor-Emitter-Sättigungsspannungen aufweist, eingesetzt werden. Eine andere Möglichkeit besteht durch den inversen Betrieb des Schalttransistors. Der inverse Betrieb wird einfach durch Vertauschen von Kollektor und Emitter erreicht und ist durch sinkende Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung, aber auch durch sinkenden Stromverstärkungsfaktor gekennzeichnet. Mit dem Transistor *SS 108* wurde eine hinreichend niedrige Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung im Normalbetrieb erreicht. Der vom Kollektor des Transistors VT6 nach Masse führende Kondensator *C*21 beseitigt durch das Umschalten des Transistors hervorgerufene Störspitzen auf der Flanke des Sägezahnsignales. Der in Bild 3.3 angegebene Wert ist als Richtwert aufzufassen und sollte beim Aufbau experimentell ermittelt werden. Den Schalttransistor VT6 steuert man vom Rechteckgenerator aus an, wobei durch den Schalter S2 zwischen invertiertem und nichtinvertiertem Rechtecksignal gewählt wird. In Bild 2.10 ist bereits die Signalverarbeitung des Sägezahngenerators unmittelbar dargestellt worden. Bild 3.4 zeigt die Zusammenhänge zwischen den Ein- und Ausgangssignalen. Wird durch den Schalter S2 das nichtinvertierte Rechtecksignal an den Steuereingang des Sägezahngenerators gelegt, dann leitet der Transistor VT6 stets während der abfallenden Flanke des Dreiecksignales. Ein leitender Transistor VT6 bewirkt eine nichtinvertierende Betriebsweise des Operationsverstärkers AA4. Während der ansteigenden Flanke des Dreiecksignales hingegen sperrt der Transistor VT6, was wiederum zu einer invertierenden Betriebsweise des Operationsverstärkers AA4 führt. Die invertierende Betriebsweise hat zur Folge, daß bei ansteigender Eingangsspannung eine abfallende Ausgangsspannung erzeugt wird. Der Gleichspannungsversatz, der durch die vom Widerstand *R*32 abgreifbare Referenzspannung erzeugt wird, bewirkt das Zusammensetzen der beiden die endgültige Sägezahnform bildenden

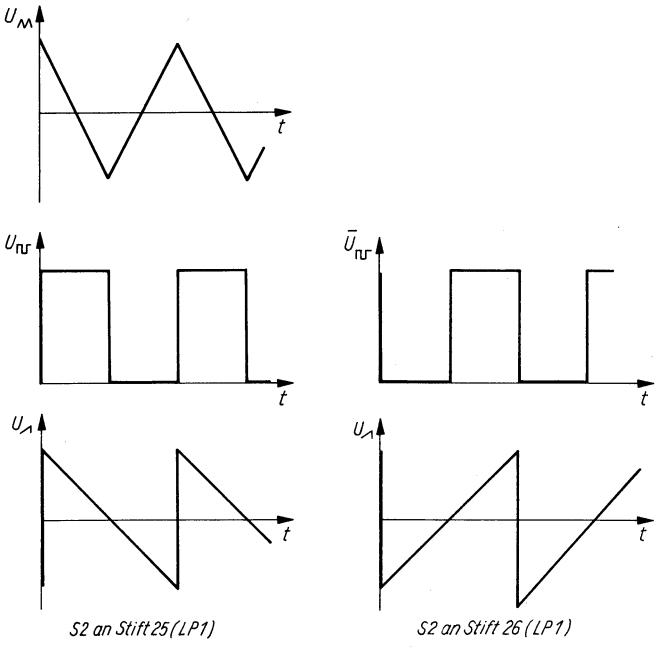


Bild 3.4 Signale am Sägezahngenerator

Teile (siehe Bild 2.10). Entsprechend der vorgenommenen Beschreibung wird also durch Verwenden des nichtinvertierten Rechtecksignales als Steuerspannung für den Sägezahngenerator ein „fallender Sägezahn" erzeugt. Verwendet man das invertierte Rechtecksignal als Steuerspannung für den Sägezahngenerator, dann entsteht ein „steigender Sägezahn". Die invertierende Betriebsweise des Operationsverstärkers AA4 wird stets bei der fallenden Flanke des Dreiecksignales eingeschaltet. Bei der steigenden Flanke des Dreiecksignales wird damit nicht invertiert. Zwangsläufig ergibt dann die bereits beschriebene Überlagerung den gewünschten „steigenden Sägezahn". Während der invertierenden Phase wird die vom Widerstand *R*32 abgegriffene Referenzspannung wirksam. Da diese Spannung positiv ist, liegt der Mittelwert der am Ausgang des Operationsverstärkers

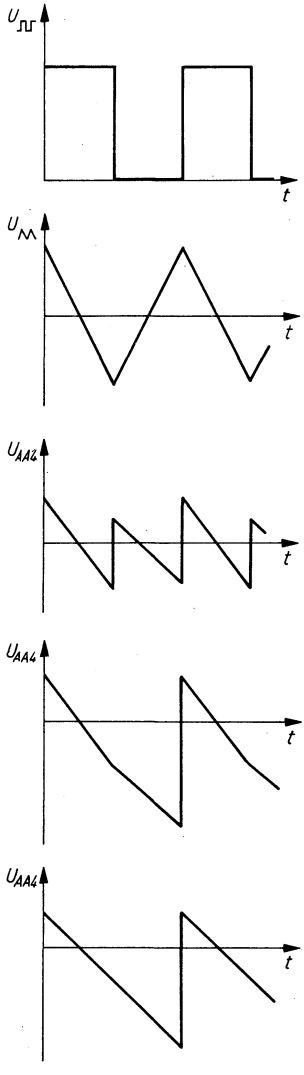


Bild 3.5 Signale am Sägezahngenerator beim Abgleich

AA4 abgreifbaren Spannung im Negativen. Ein nullsymmetrisches Ausgangssignal wird erst durch die mit der Monitorausgangsschaltung zusammen bewirkte Pegelverschiebung erzeugt. Den Sägezahngenerator gleicht man mit den Widerständen $R32$ und $R38$ ab. Die Verstärkungsfaktoren für den invertierenden (VT6 sperrt) und den nichtinvertierenden Betrieb (VT6 leitet) des Operationsverstärkers AA4 werden durch Betätigen des Widerstandes gleich groß eingestellt. Die am Widerstand $R32$ einstellbare Referenzspannung verschiebt die 2 Teile des Sägezahnes gegeneinander. Bild 3.5 demonstriert anhand eines Impulsdiagrammes die einzelnen Abgleichschritte.

3.4. Pulsgenerator

Der Pulsgenerator ist Bestandteil der Leiterplatte LP1. Bild 3.3 zeigt die zugehörige Schaltung. Aufgrund seiner hohen slew rate wird wieder der Komparatorschaltkreis *A 110* als AA5 eingesetzt. Die Dioden VD13 und VD14 begrenzen wie bereits beim Dreieck/Rechteckgenerator die Differenzeingangsspannung. Für die Betriebsspannungszuführung gilt das in Abschnitt 3.1. Gesagte. Die Referenzspannung, mit welcher das Dreiecksignal periodisch verglichen wird, wird durch die Widerstände $R22$ und $R26$ und die Dioden VD7 und VD8 bereitgestellt. Am Widerstand $R25$, der die Dioden VD7 und VD8 verbindet, kann dadurch eine Referenzspannung der Größe $-U_F \leqq U_{ref} \leqq U_F$ abgegriffen werden. Mit U_F ist dabei eine Diodenflußspannung bezeichnet ($U_F \approx 0{,}5$ V). Die Referenzspannung nimmt aufgrund der eingesetzten Dioden in ihrem Maximalwert höchstens ein Fünftel der Dreieckamplitude an. Durch die Wichtung der Widerstände $R23$ und $R24$ wird dieser Pegelunterschied ausgeglichen.

Der Ausgang des Komparators AA5 wird wieder mit 2 Gattern des Schaltkreises AD2 entkoppelt, um einen größeren Ausgangslastfaktor zu gewährleisten. Durch Vertauschen der Komparatoreingänge ist es möglich, mit nur einem Gatter zu arbeiten.

Auf der Leiterplatte LP1 kann durch derartige Maßnahmen ein Schaltkreis *D 100* eingespart werden. Wie aus Bild 3.1 ersichtlich, wurde von dieser Maßnahme kein Gebrauch gemacht. Im Interesse einer modularen Gestaltung wurden die Baugruppen so

konzipiert, daß ein Abrüsten der Leiterplatte LP1 durch nur teilweises Bestücken vorgenommen werden kann.

3.5. Monitorbaugruppe

Für jeden der bereits behandelten Generatoren ist auf Leiterplatte LP2 eine Monitorausgangsschaltung vorhanden (Bild 3.6). Die Ausgangssignale von Rechteckgenerator, Sinusgenerator und Pulsgenerator sind positiv, d. h., deren Pegel liegen zwischen Massepotential (0 V) und + 5 V. Da an den Monitorausgängen Signale verfügbar sein sollen, welche symmetrisch zu 0 V liegen, ist durch eine Pegelversatzstufe ein Spannungsversatz von 2,5 V zuzüglich der Basis-Emitter-Spannungsdifferenz der komplementären Emitterfolger sicherzustellen. Für die 3 genannten Monitorausgangsschaltungen wird deshalb eine Schaltung mit npn-Stromspiegel eingesetzt. Die 3 Schaltungen sind völlig identisch, weshalb hier nur auf die Schaltung des Rechteckmonitorausganges eingegangen werden soll. Der zum Rechteckmonitor führende Ausgang des Rechteckgenerators wurde mit einem Widerstand von 10 kΩ abgeschlossen, der bereits auf der Leiterplatte LP1 untergebracht ist. Für den zugehörigen Gatterausgang auf Leiterplatte LP1 (s. Bild 3.1) bedeutet das gleichzeitig eine Schutzmaßnahme für den Fall des Ausgangskurzschlusses. Der an diesem Widerstand entstehende Spannungsabfall bewirkt dann den Pegelversatz. Bei einem Widerstandswert von 10 kΩ erreicht man mit einem Strom von 250 μA den geforderten Spannungsabfall von 2,5 V. Dieser Konstantstrom wird durch den aus den Transistoren VT1 und VT2 gebildeten Stromspiegel bereitgestellt. Die Widerstände $R1$ und $R2$ speisen den Transistor VT1 mit einem Strom, der mit dem Widerstand $R1$ auf einen Wert von 250 μA eingestellt werden kann. Der Kollektorstrom des Transistors VT2 und der bei ausreichendem Stromverstärkungsfaktor des Transistors VT9 gegen diesen zu vernachlässigende Basisstrom des Transistors VT9 bewirken den geforderten Pegelversatz. Der Widerstand R3 soll einem Überschreiten der zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung am Transistor VT2 vorbeugen.

Der Stromspiegel der Monitorausgangsschaltung für das Sägezahnsignal sorgt für einen Pegelversatz der im Negativen lie-

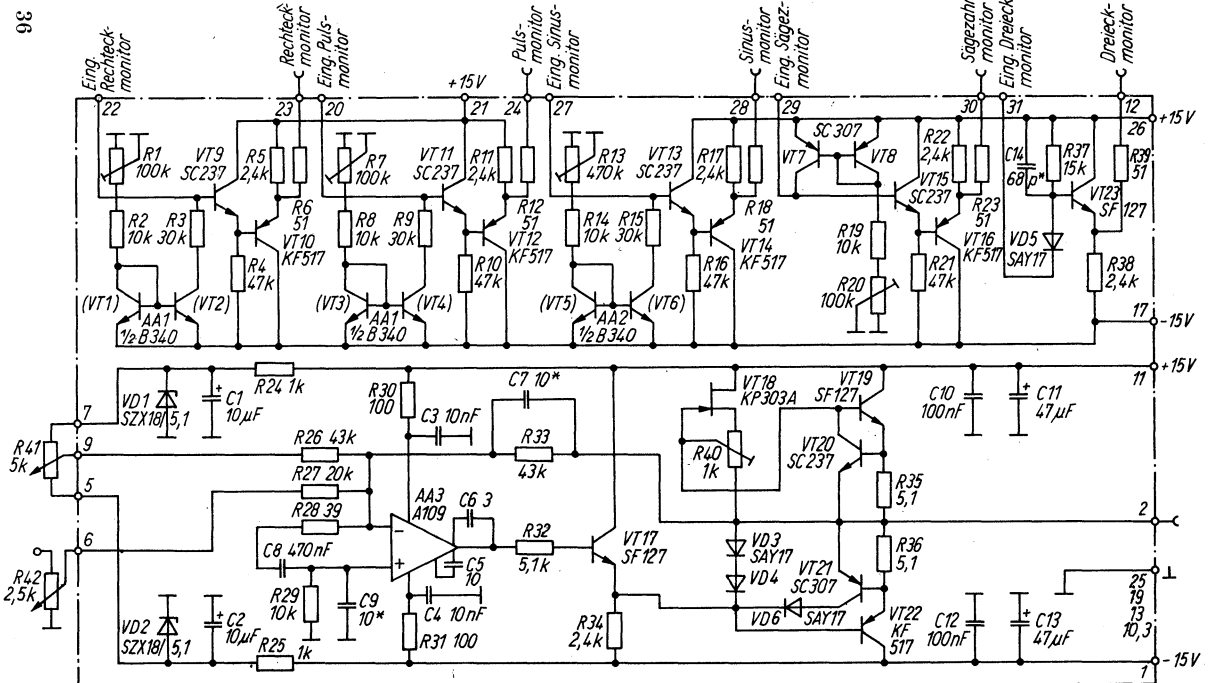


Bild 3.6 Baugruppen der Leiterplatte LP2; Achtung: zwischen R40 und VT19 fehlt Knotenpunkt

genden Sägezahnspannung. Damit ein nullsymmetrisches Ausgangssignal entsteht, wird deshalb die Sägezahnspannung durch einen pnp-Stromspiegel aufgestockt. Die Widerstände $R19$ und $R20$ bestimmen den den Spannungsabfall am Abschlußwiderstand des Sägezahngenerators bewirkenden Konstantstrom. Die prinzipielle Wirkungsweise dieser Pegelversatzstufe ist die gleiche wie die der Stufe mit npn-Stromspiegel.

Die Realisierung der dem Dreieckgenerator nachgeschalteten Monitorausgangsschaltung ist besonders einfach, da mit dem Dreiecksignal bereits ein nullsymmetrisches Signal zur Verfügung steht. Der Transistor VT23 fungiert als einfacher Emitterfolger, dessen Basis-Emitter-Spannung durch die Diode VD5 kompensiert wird. Die Diode VD5 hat dabei die Aufgabe der erforderlichen Spannungsaufstockung und die der thermischen Kompensation.

In die Ausgangsleitungen der Monitorausgangsschaltungen sind jeweils Widerstände von 50 Ω eingeschaltet. Diese Widerstände bewirken zum einen Schutz der Ausgangstransistoren bei Kurzschluß des zugehörigen Monitorausganges, zum anderen eine Widerstandsanpassung, wie sie bei Funktionsgeneratören im allgemeinen realisiert wird.

Der Pegelversatz kann mit Hilfe eines Oszilloskopes abgeglichen werden. Bei Gleichspannungskopplung muß durch Abgleich der strombestimmenden Widerstände ein nullsymmetrisches Ausgangssignal eingestellt werden. Eine andere Möglichkeit besteht durch den Einsatz eines integrierenden Voltmeters. Da der Mittelwert einer nullsymmetrischen Spannung null ist, kann durch Minimierung der durch ein integrierendes Voltmeter angezeigten Spannung die Nullsymmetrie eingestellt werden. Steht ein derartiges Voltmeter nicht zur Verfügung, läßt sich dieses durch einen einem konventionellen Voltmeter vorgeschalteten Tiefpaß ersetzen.

3.6. Ausgangsverstärker

Neben den Monitorbaugruppen für die einzelnen Generatoren ist auf Leiterplatte LP2 eine Ausgangsverstärkerschaltung untergebracht. Dieser Ausgangsverstärker wird zum niederohmigen Ansteuern der Lasten benutzt. Über den Schalter „MODE"

wird das Ausgangssignal eines Generators auf den Eingang des Ausgangsverstärkers geschaltet. Durch die Widerstände *R*27 und *R*33 wird eine Verstärkung von etwa 2 eingestellt. Am Ausgang des Funktionsgenerators steht dadurch eine Ausgangsspannung von $U_{ss} = 10$ V zur Verfügung. Der Ausgangsverstärker setzt sich aus 2 Schaltungsteilen zusammen. Die eigentliche Ausgangsstufe wird durch die komplementären Transistoren VT19 und VT22 gebildet. Dieser Stufe sind der Operationsverstärker AA3 und der Transistor VT17 vorgeschaltet. Zum Einstellen des Ruhestromes der Transistoren VT19 und VT22 wurden die Dioden VD3 und VD4 mit dem als Konstantstromquelle geschalteten Sperrschicht-Feldeffekttransistor VT18 vorgesehen. Die Transistoren VT19 und VT22 sind Typen mit einer Verlustleistung von 600 mW (*SF 126* bzw. *KF 517*), wobei die Typenauswahl an dieser Stelle unkritisch ist. Paarigkeitsbedingungen sind aus Gründen der starken Gegenkopplung nicht zu beachten. Die Transistoren VT20 und VT21 schützen im Zusammenwirken mit den Widerständen *R*35 und *R*36 die Ausgangstransistoren bei zu hoher ausgangsseitiger Belastung. Übersteigt der durch den Laststrom an den Widerständen *R*35 oder *R*36 hervorgerufene Spannungsabfall den Wert einer Basis-Emitter-Flußspannung, wird der zugehörige Transistor VT20 oder VT21 leitend und begrenzt damit den Kollektorstrom des jeweils zugehörigen Ausgangstransistors VT19 oder VT22. Bei einem Kurzschluß während der positiven Aussteuerung des Ausgangsverstärkers übernimmt der Transistor VT20 den Strom durch die Konstantstromquelle (SFET VT18). Bei Kurzschluß während der negativen Phase wird der durch den Transistor VT21 aufgenommene Strom durch den Widerstand *R*34 begrenzt. Durch den Emitterfolger VT17 wird der Operationsverstärker AA3 am Ausgang kaum belastet. Da zwischen Operationsverstärker AA3 und dem Ausgang nur keinen Verstärkungsbeitrag bringende Emitterfolger geschaltet sind, muß den Ausgangssignalhub die Operationsverstärker-Ausgangsstufe übernehmen. Wird der Operationsverstärker *A 109* für den Einsatz vorgesehen, ist der Ausgangsaussteuerbarkeit, welche durch die geringe „slew rate" bei Normalkompensation beträchtlich reduziert ist, besondere Beachtung beizumessen. Verbesserungen der Ausgangsaussteuerbarkeit ergeben sich durch Vermeiden der kapazitiven Belastung der Verstärkerstufen durch die Kompensationsglieder. Eine

solche Frequenzkorrektur bei gleichzeitiger „Minimalkompensation" entsprechend der Standardkorrektur nach [4] wurde für den Operationsverstärker AA3 vorgesehen. Die Kondensatoren $C3$ und $C5$ stellen die Korrekturglieder entsprechend der Standardkorrektur dar und gelten durch ihre sehr kleinen Werte als „Minimalkompensation". Die zusätzliche Korrektur wird durch den Widerstand $R28$ und die Kapazität $C8$ vorgenommen. Wird Widerstand $R28$ als Einstellregler ausgebildet, kann das Überschwingen des Ausgangssignales bei Ansteuerung durch den Rechteckgenerator optimiert werden.

Der Ausgangsverstärker ermöglicht eine weitere, für die Anwendungen sehr wichtige Funktion – die stufenlose Überlagerung einer Gleichspannung. Aus diesem Grunde wurde mit dem Ausgangsverstärker das Schaltungsprinzip des Summierverstärkers realisiert. Die beiden Eingänge des Summierverstärkers werden durch die Widerstände $R26$ und $R27$ gebildet. Für den Signaleingang mit dem Widerstand $R27$ ist (wie bereits erwähnt) eine Verstärkung von 2 wirksam. Die am Widerstand $R26$ liegende Biasspannung wird mit dem Faktor 1 übertragen. An den Biaseingang des Ausgangsverstärkers führt der Schleifer eines Potentiometers, mit welchem stufenlos zwischen den über den Z-Dioden VD1 und VD2 abgreifbaren Referenzspannungen gewählt werden kann. Als Z-Dioden wurden Typen mit einer Z-Spannung von etwa 5 V verwendet, da deren Z-Spannung weitgehend temperaturunabhängig ist. Mit dieser Schaltungsmaßnahme ist es möglich, die Signalspannung des Ausgangsverstärkers um $\pm$ 5 V kontinuierlich zu verschieben. Die Referenzspannungen werden aus den Betriebsspannungen durch einfache Stabilisierungsglieder abgeleitet. Für die positive Referenzspannung sind die Bauelemente $R24$, VD1 und $C1$ wirksam. Für die negative Referenzspannung übernehmen diese Funktion die Bauelemente $R25$, VD2 und $C2$. Die Zuführungen der Betriebsspannung an den Operationsverstärker AA3 wurden durch die Siebglieder $R30$, $C3$ und $R31$, $C4$ gesondert abgeblockt.

3.7. Rauschgenerator

Als Rauschgenerator wurde aufgrund seiner günstigen Eigenschaften ein Pseudo-Zufallsgenerator vorgesehen. Dieser mit

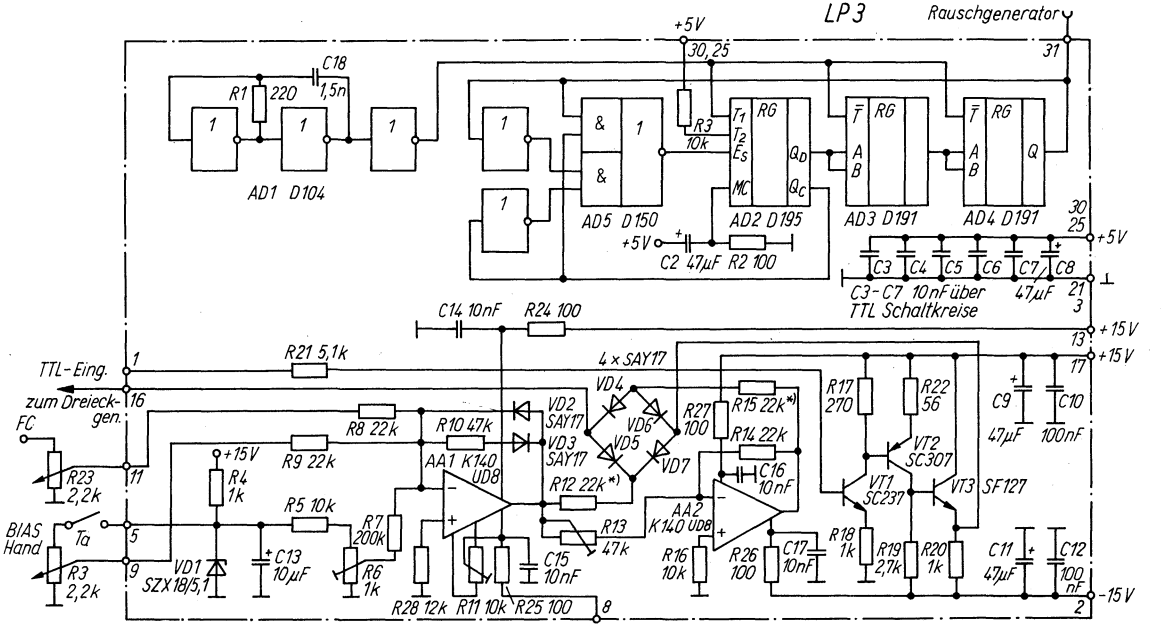


Bild 3.7 Baugruppen der Leiterplatte LP3

TTL-Schaltkreisen aufgebaute Generator ist Bestandteil der Leiterplatte LP3 (Bild 3.7). Zum Einsatz kommen die Schaltkreise AD1 $\triangleq$ *D 104*, AD2 $\triangleq$ *D 195*, AD3 und AD4 $\triangleq$ *D 191* und AD5 $\triangleq$ *D 150*. Da die dynamischen Bedingungen relativ unkritisch sind, können selbstverständlich auch die entsprechenden Bastlertypen bzw. internationalen Äquivalenztypen [5] eingesetzt werden.

Der Taktgenerator wird aus 3 Gattern des Schaltkreises AD1 und der *RC*-Beschaltung *R*1 und *C*1 gebildet. Die ersten beiden Gatter bilden mit der Beschaltung den eigentlichen Taktgenerator, welcher durch das dritte Gatter von der Folgeschaltung entkoppelt wird. Um eine Taktfrequenz von etwa 1 MHz für die Schiebekette zu erhalten, wurde nach der Beziehung $f \approx 1/3\ R_1C_1$ ([6]) die Kapazität *C*1 zu 1,5 nF festgelegt. Aus den Schaltkreisen AD2, AD3 und AD4 wurde ein Schieberegister von 20 bit Länge aufgebaut. Die Takteingänge aller 3 Schaltkreise werden durch den Taktgenerator angesteuert. Die Ausgänge des dritten Flip-Flop (Q_C von AD2) und des zwanzigsten Flip-Flop (Q von AD4) werden jeweils einer Exklusiv-ODER-Schaltung, bestehend aus 2 Gattern des Schaltkreises AD1 und der Hälfte eines Schaltkreises AD5 (*D 150*), zugeführt. Der Ausgang dieser EX-OR-Schaltung führt auf den Eingang ES von AD2. Durch diese Rückführung ist der Ring geschlossen. Mit dem am Takteingang T1 und AD2 anliegenden Takt wird die am Eingang ES von AD2 anliegende Information in die erste Stelle des Schieberegisters übernommen. Bei jedem weiteren Takt wird diese Information um eine Stelle weiter verschoben. Der Ausgang Q_D des Schaltkreises AD2 führt auf die Eingänge A und B, welche intern UND-verknüpft sind. Der Schaltkreis AD4 ist in gleicher Weise an den Schaltkreis AD3 geschaltet. Bedingung für die Funktion dieses rückgekoppelten Schieberegisters war das Umlaufen mindestens eines H, weshalb für den Einschaltfall der Betriebsspannung + 5 V eine separate Ladeschaltung vorgesehen wurde. Der Eingang MC des Schaltkreises AD2 ist für diesen Zweck gut geeignet. Durch das aus Widerstand *R*2 und Kapazität *C*2 gebildete Verzögerungsglied wird beim Einschalten der Betriebsspannung kurzzeitig MC = H. In diesem Zustand arbeitet der Schaltkreis AD2 als Speicher, welcher die an den (offenen) Ladeeingängen A bis D anstehenden Informationen übernimmt. Durch diese Maßnahme ist gewährleistet, daß nach der durch die Zeit-

konstante *R2C2* bestimmten Übernahmezeit mindestens ein H im Schieberegister steht. Liegt am Eingang MC L-Pegel, arbeitet der Schaltkreis AD2 als Schieberegister, und der Takteingang T1 ist freigegeben.
Bei der vorgesehenen Länge des Schieberegisters von 20 bit sind die $(2^n - 1) = 1\,048\,575$ Zustände nach etwa 1 s durchlaufen, so daß ein neuer Zyklus eingeleitet wird. Ist diese Periodizität störend, kann man ein weiteres Schieberegister (oder auch mehrere) zwischensetzen. Wird ein weiteres 8-bit-Schieberegister verwendet, erhält man ein Schieberegister einer Länge von 28 bit mit dem zugehörigen Zählumfang von 268 435 455 Zuständen. Bei der vorgesehenen Taktfrequenz von etwa 1 MHz erhält man eine Periodendauer von etwa 270 s.
Zur Vermeidung eines Übersprechens auf die Betriebsspannung dieser digitalen Baugruppe sind die Schaltkreise durch einen Kondensator von etwa 10 nF direkt am Schaltkreis zwischen Betriebsspannungs- und Masseanschluß abgeblockt.

3.8. Elektronisches Potentiometer

Das elektronische Potentiometer ist als Ergänzungsbaugruppe gedacht und neben dem digitalen Rauschgenerator auf der Leiterplatte LP3 untergebracht. Es wurde entsprechend Abschnitt 2.8. aufgebaut. Bild 3.7 zeigt den vollständigen Stromlaufplan des elektronischen Potentiometers.
Aufgrund der erforderlichen Beschaltung und des größeren Dynamikbereiches der Eingangsgrößen wurden für die Operationsverstärker AA1 und AA2 der sowjetische Typ *K 140 UD 8* eingesetzt. Beachtet man die möglichen Einschränkungen, dann lassen sich an dieser Stelle auch pin-kompatible Typen *741* [z. B. *MAA 741* (Tesla)] oder bei entsprechender Schaltungserweiterung und Leiterplattenänderung der Typ *B 109* (HFO) einsetzen. Über die Widerstände *R*7, *R*8 und *R*9 werden dem Operationsverstärker AA1 die Eingangssignale zugeführt. Der Fremdsteuereingang FC (*frequency control*) führt über den Widerstand *R*8 an den Verstärker AA1. Das Potentiometer *R*2 schwächt den am Fremdsteuereingang liegenden Pegel ab und paßt damit die Steuerspannung und die Frequenz des Muttergenerators (Dreieck/Rechteckgenerator) an. Mit den Bauelementen *R*4, VD1 und

$C13$ wird eine Referenzspannung aus der positiven Betriebsspannung abgeleitet. Durch das Potentiometer $R3$ kann die Frequenz von Hand gesteuert werden. Die Widerstände $R5$ und $R6$ bewirken, daß bei nicht belegten Eingängen der Dreieck/Rechteckgenerator auf einer Minimalfrequenz schwingt. Mit dieser Maßnahme ist eine Kennlinienscherung gemäß Bild 3.8 verbunden. Dem Anwender ist es freigestellt, diese für die Funktion des Funktionsgenerators prinzipiell nicht erforderliche Maßnahme zu berücksichtigen oder aber diesen Platz auf der Leiterplatte LP3 frei zu lassen.

Bei Fremdsteuerung über den Eingang FC ist durch die additive Verknüpfung der Steuerspannungen die Generatorfrequenz neben der Steuerspannung am Eingang FC noch von der Einstellung des Potentiometers $R3$ abhängig. Diese Beeinflussung kann man verhindern, wenn durch einen rastenden Taster der entsprechende Signalzweig aufgetrennt wird.

Am Ausgang des Operationsverstärkers AA1 ist die um den Faktor 2 verstärkte, um eine Diodenflußspannung aufgestockte und invertierte Summe der Eingangsspannungen verfügbar. Der als Inverter geschaltete Operationsverstärker AA2 verändert das Vorzeichen dieser Spannung. Am Ringschalter aus den Dioden VD4 bis VD7 liegen dadurch über die Widerstände $R12$ und $R15$ die den Integratorstrom treibenden Spannungen. Durch die mit der Diode VD3 vorgenommene Spannungsaufstockung in der Rückführung des Operationsverstärkers AA1 wird der Spannungsabfall des Ringschalters kompensiert. Die Integratorströme werden deshalb durch die folgenden Beziehungen beschrieben:

$$I_{\mathrm{I}} = \frac{U_2}{R_{15}}$$

$$-I_{\mathrm{I}} = \frac{U_1}{R_{12}}$$

$$\text{mit } U_1 = -U_2 = -\alpha \frac{R_{10}}{R_8} U_{\mathrm{FC}} - \left(\beta \frac{R_{10}}{R_9} + \gamma \frac{R_{10}}{R_7}\right) U_{\mathrm{ref}}$$

Die Koeffizienten α und β nehmen Werte zwischen $> 0{,}1$ und $< 0{,}9$, der Koeffizient γ einen Wert zwischen 0,014 und 0,08 ein. Bei der in Bild 3.7 angegebenen Dimensionierung erreicht man unter der Bedingung $U_{\mathrm{FC}} = 0$ (nicht beschalteter Fremdsteuereingang) bei einer Referenzspannung $U_{\mathrm{ref}} = 5$ V Spannungen

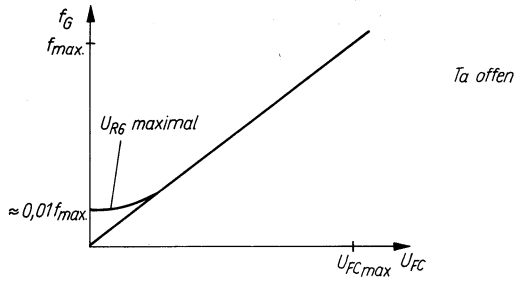


Bild 3.8 Kennlinienscherung durch Biasspannung

zwischen 1,0 V und 9,6 V. Wird durch Öffnen des Tasters der Signalzweig zum Potentiometer $R3$ unterbrochen, erhält man als minimale Spannung den Wert von etwa 15 mV. Damit die Ströme durch die Widerstände $R12$ und $R15$ betragsmäßig gleich sind, ist mit dem Widerstand $R13$ eine Abgleichmöglichkeit geschaffen worden. Sind die Widerstände $R12$ und $R15$ genau gleich, wird mit dem Widerstand $R13$ exakt die Verstärkung 1 des Inverters eingestellt. Die Integratorströme werden durch ein an den Diodenringschalter angelegtes Steuersignal umgeschaltet. Damit die Dioden des Ringschalters sicher sperren, muß die positive Steuerspannung größer und die negative Steuerspannung kleiner als die entsprechenden Spannungen U_1 bzw. U_2 sein. Abgeleitet wird diese Steuerspannung aus dem TTL-kompatiblen Komparatorausgangssignal des Dreieck/Rechteckgenerators, weshalb die Transistoren VT1 bis VT3 noch den Pegel anpassen müssen. Mit dem Transistor VT1 wird der Verstärkertransistor VT2 angesteuert. Durch den nachgeschalteten Emitterfolger mit VT3 kann der Diodenringschalter niederohmig angesteuert werden.

Soll der Funktionsgenerator das beschriebene elektronische Potentiometer mit der Möglichkeit der Fremdsteuerung der Generatorfrequenz beinhalten, ist der nichtinvertierende Eingang des den Integrator bildenden Operationsverstärkers mit Masse zu verbinden. Die Pegelanhebung durch die Widerstände $R1$ bis $R3$ in Bild 3.1 (Leiterplatte LP1) ist deshalb durch eine Drahtbrücke zwischen nichtinvertierendem Operationsverstärkereingang und Masse zu verbinden. Für diesen Fall entfällt die Bestückung dieser Bauelemente.

3.9. Stromversorgung

Die Stromversorgungsbaugruppe liefert die von den einzelnen Baugruppen benötigten Betriebsspannungen. Es werden durch die verwendete Schaltungstechnik 3 Betriebsspannungen benötigt. Für die mit Operationsverstärkern aufgebauten Schaltungen sind 2 Betriebsspannungen erforderlich. Die Spannungen sollten zwischen $\pm$ 12 V und $\pm$ 15 V liegen. Der digitale Schaltungsteil erfordert für die TTL-Schaltkreise eine Spannung von + 5 V.

Die Stromversorgung wurde als einzige Baugruppe des Funktionsgenerators **nicht** praktisch erprobt, da deren Konzeption in entscheidendem Maße durch die Verfügbarkeit entsprechender Bauelemente beeinflußt wird. In der Literatur sind vielfältige Realisierungsmöglichkeiten für Stromversorgungseinrichtungen von einfachen, aus diskreten Bauelementen aufgebauten stetigen Reglern über den Einsatz integrierter Spannungsregler bis hin zu Schaltnetzteilen beschrieben. Verwiesen werden soll hier auf [7] und [8], wo weitere, zahlreiche Literaturangaben zu finden sind. Um dem weitgehenden Einsatz integrierter Schaltungen und damit auch dem Trend der Schaltungstechnik auf diesem Gebiet (neben der Entwicklung von Schaltnetzteilen natürlich) gerecht zu werden, wird im folgenden eine sehr einfache Stromversorgungsbaugruppe vorgestellt. Zum Einsatz kommen integrierte Festspannungsregler, wie sie von TESLA mit der Bezeichnung *MA 78XX* angeboten werden. In Tabelle 1 sind einige für den Einsatz dieser Festspannungsregler wichtige Daten zusammengestellt [9]. Weitere Hinweise für die Beschaltung sind auch in [10] enthalten.

Bild 3.9 zeigt einen Schaltungsvorschlag zum Erzeugen der Operationsverstärker-Betriebsspannungen. Es ist gleichgültig, ob für die Festspannungsregler der Typ *MA 7812* oder *MA 7815* eingesetzt wird. Man sollte natürlich zwei gleiche Typen benutzen. Die Dimensionierung der Ausgangsspannung des Netztransformators ist entsprechend den in Tabelle 1 angegebenen Daten unkritisch. Mit den Gleichrichterdioden *SY 360* stehen Bauelemente zur Verfügung, die den Aufbau einer Graetz-Schaltung bei äußerst geringem Volumenbedarf ermöglichen. Die Dioden VD9 und VD10 wirken als Schutzbeschaltung für den Festspannungsregler. Die Kapazitäten *C*2 und *C*3 bzw. *C*5 und *C*6 sind

Tabelle 1: Ausgewählte technische Daten der Festspannungsregler MA 78xx [9]

		MA 7805	MA 7812	MA 7815	MA 7824
Ausgangsspannung U_O in V		4,75 ... 5,25	11,4 ... 12,6	14,25 ... 15,75	22,8 ... 25,2
	bei	U_I = 7 ... 20 V	14,5 ... 27 V	17,5 ... 30 V	27 ... 38 V
		I_O = 5 mA ... 1 A			
Inkonstanz der Ausgangsspannung U_{OU} in mV		100	240	300	480
	bei	U_I = 7 ... 25 V	14,5 ... 30 V	17,5 ... 30 V	27 ... 38 V
		I_O = 500 mA			
Inkonstanz der Ausgangsspannung U_{OI} in mV		100	240	150	480
	bei	U_I = 10 V	19 V	23 V	33 V
		I_O = 5 mA ... 1,5 A			
Brummunterdrückung SVR in dB		62	55	54	50
f = 100 Hz	bei	U_I = 8 ... 18 V	15 ... 25 V	18,5 ... 28,5 V	28 ... 38 V
TK der Ausgangsspannung TK_{UO} in mV/K		— 1,1	— 1,0	— 1,0	— 1,5
	bei	I_O = 5 mA			
minimale Regelspannung $(U_I - U_O)$min in V		2			
	bei	I_O = 1 A			

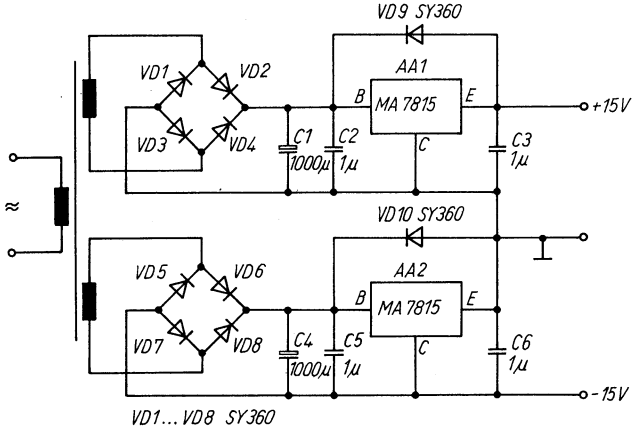


Bild 3.9 Stromversorgungseinheit mit Festspannungsreglern

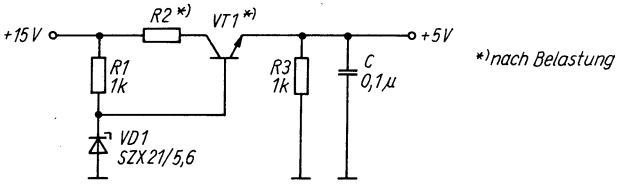


Bild 3.10 Bereitstellung der TTL-Betriebsspannung

erforderlich, um Schwingerscheinungen zu vermeiden. Die Kapazitäten $C1$ und $C4$ sind die Ladekondensatoren der Gleichrichterschaltung. Die TTL-Betriebsspannung von +5 V kann durch einen einfachen Serienstabilisator, bestehend aus Längstransistor, Z-Diode und Vorwiderstand, aus der positiven Betriebsspannung abgeleitet werden. Bild 3.10 zeigt die erforderliche Schaltung. Soll die Anzahl der einzusetzenden Festspannungsregler reduziert werden, verwendet man die Schaltung nach Bild 3.11. Durch die Gleichrichterschaltung mit den Gleichrichterdioden VD1 bis VD4 und dem Ladekondensator $C1$ wird eine Spannung, betragsmäßig gleich den Betriebsspannungen einschließlich der erforderlichen Regelspannung für den Festspan-

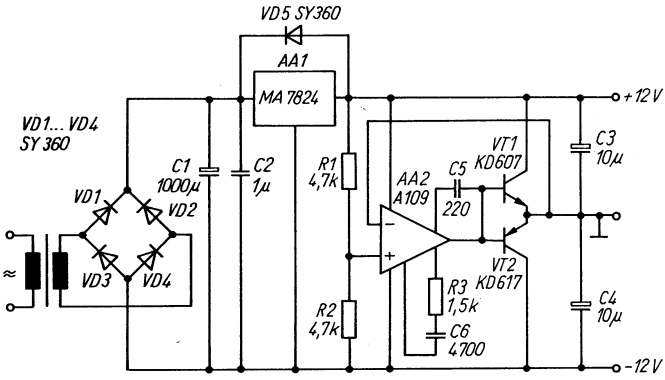


Bild 3.11 Stromversorgungseinheit mit einem Festspannungsregler

nungsregler, angelegt. Der Spannungsteiler *R1*, *R2* halbiert die Ausgangsspannung des Festspannungsreglers, so daß bei Einsatz eines Schaltkreises *MA 7824* über jedem Widerstand eine Spannung von etwa 12 V steht. Der Operationsverstärker AA1 ist mit einer aus den Transistoren VT1 und VT2 aufgebauten Leistungsstufe (Booster) als Spannungsfolger geschaltet. Durch den Spannungsfolger wird das Emitterpotential der Transistoren VT1 und VT2 auf dem durch den Spannungsteiler vorgegebenen Wert gehalten. Ein Verbinden dieses als Bezugspunkt gewählten Anschlusses bewirkt eine symmetrische Betriebsspannung für die analogen Schaltungsteile von etwa 12 V. Beide Betriebsspannungen sind mit der Hälfte des durch den Festspannungsregler vorgegebenen Stromes belastbar. Durch die Diode VD5 wird ein ggf. beim Abschalten der Netzspannung eintretender Inversbetrieb des Festspannungsreglers vermieden.

Sollten für den Aufbau der Stromversorgungsbaugruppe keine Festspannungsregler vorhanden sein, kann man die Stromversorgungsbaugruppe nach dem in Bild 3.12 gezeigten Stromlaufplan aufbauen. Erläutert werden soll nur der Teil zur Bereitstellung der positiven Betriebsspannung, da sich der Teil zum Erzeugen der negativen Betriebsspannung mit Ausnahme des komplementären Aufbaus nicht von diesem unterscheidet. Über dem Ladekondensator *C1* wird die Spannung für den Serienstabilisator bereitgestellt. In der Betriebsspannungszuleitung wurde eine

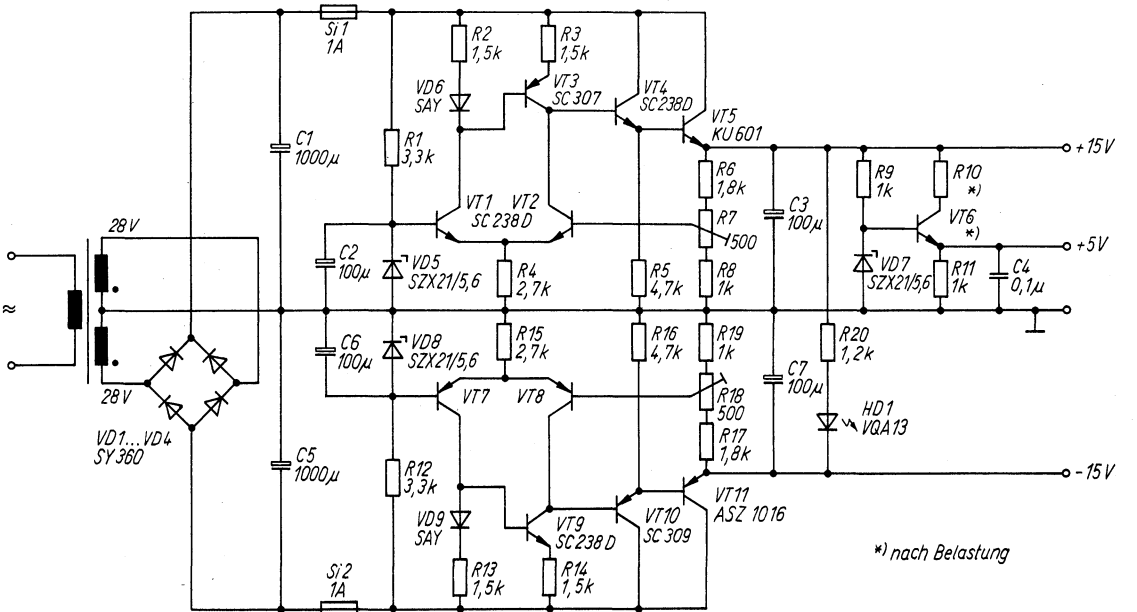


Bild 3.12 Stromversorgungseinheit (diskrete Realisierung); für VT7 und VT8 eignet sich der SC307

Sicherung vorgesehen. Kernstück der Stabilisierungseinrichtung ist der aus den Transistoren VT1 und VT2 aufgebaute Differenzverstärker. Der Transistor VT3 stellt eine aktive Last dar. Sein Temperaturgang wird in gewissen Grenzen durch die Diode VD6 ausgeglichen. Da auf diese diskrete Realisierungsart nicht die Eigenschaften der in integrierter Technik aufgebauten Stromspiegelschaltungen erreicht werden können, wird durch die Widerstände $R2$ und $R3$ der entstehende Fehler reduziert (Gegenkopplung!). An die beiden Differenzverstärkereingänge werden zum Soll-Ist-Vergleich eine durch die Bauelemente $R1$, VD5 und $C2$ erzeugte Referenzspannung und die durch den Teiler $R6$ bis $R8$ abgegriffene Ausgangsspannung geführt. An die Kollektoren der Transistoren VT2 und VT3 ist die Basis des Transistors VT4 geschaltet, der mit dem Transistor VT5 eine *Darlington*-Schaltung bildet. Der prinzipiell nicht erforderliche Widerstand $R5$ sorgt dafür, daß der Kollektorstrom des Transistors VT4 größer als der erforderliche Basisstrom des Transistors VT5 ist, wodurch der stromabhängige Stromverstärkungsfaktor B_N in einem günstigen Bereich liegt. Diese so modifizierte *Darlington*-Schaltung garantiert eine geringe Belastung der Differenzverstärkerstufe. Liegt nun die am Schleifer des Widerstandes $R7$ abgegriffene Spannung z. B. durch eine Belastungsänderung unter der durch die Z-Diode bereitgestellten Referenzspannung, bewirkt die für den Differenzverstärker entstandene Eingangsspannung eine Verschiebung der Stromsymmetrie. Der Kollektorstrom des Transistors VT1 nimmt einen höheren Wert gegenüber dem des Transistors VT2 an. Da der Kollektorstrom des Transistors VT3 etwa gleich (zumindest aber proportional) dem Kollektorstrom des Transistors VT1 ist, vergrößert dessen Ansteigen den Basisstrom für den Transistor VT4, was mit der Aufsteuerung des eigentlichen Regeltransistors VT5 und einem Ansteigen der Betriebsspannung gleichbedeutend ist. Der Kondensator $C3$ übernimmt die Funktion eines Siebkondensators. Die TTL-Betriebsspannung wird gemäß Bild 3.10 erzeugt und bedarf keiner weiteren Erläuterung.

4. Aufbau und Hinweise zur Inbetriebnahme der Baugruppen

Die Baugruppen des Funktionsgenerators sind auf den Leiterplatten LP1 bis LP3 untergebracht. Eine Netzteilleiterplatte wurde nicht entworfen, da deren Aufbau stark von den verfügbaren Bauelementen abhängig ist. Die 3 Leiterplatten haben einheitlich die Abmessungen 170 mm × 95 mm. Um mit amateurmäßigen Mitteln eine einfache Leiterplattenherstellung zu ermöglichen, fand nur einseitig kaschiertes Leiterplattenmaterial Verwendung. Unvermeidliche Leiterzugkreuzungen wurden durch Drahtbrücken realisiert, die in den Bestückungszeichnungen der Leiterplatten mit angegeben sind. Für den geübten Amateur besteht somit auch die Möglichkeit, doppeltkaschierte Leiterplatten anzufertigen. Die Verbindung zum Verdrahtungsrahmen schaffen 31polige, indirekte Steckverbinder. Sollten diese Steckverbinder nicht erhältlich sein, können auch an den erforderlichen Stellen Lötstifte oder -ösen vorgesehen werden. Hier sind zum Zwecke der Anpaßbarkeit ggf. vom Amateur Modifikationen vorzunehmen.
Zum Erreichen eines genauen und stabilen Abgleiches ist es günstig, die veränderbaren Widerstände durch Dickschichteinsteller zu realisieren. Um aber nicht auf diese (nicht billigen und u. U. nicht leicht beschaffbaren) Glieder festgelegt zu sein, wurden die Leiterplatten so entworfen, daß stehende Einsteller (Bauform P) der Nenngröße 1 eingesetzt werden können.

4.1. Leiterplatte LP1

Auf der Leiterplatte LP1 sind die ab Abschnitt 3.1. bis Abschnitt 3.4. beschriebenen Baugruppen
- Dreieck/Rechteckgenerator
- Sinusgenerator
- Sägezahngenerator und
- Pulsgenerator

untergebracht. Bild 4.1. zeigt Leiterzug- und Bestückungsseite

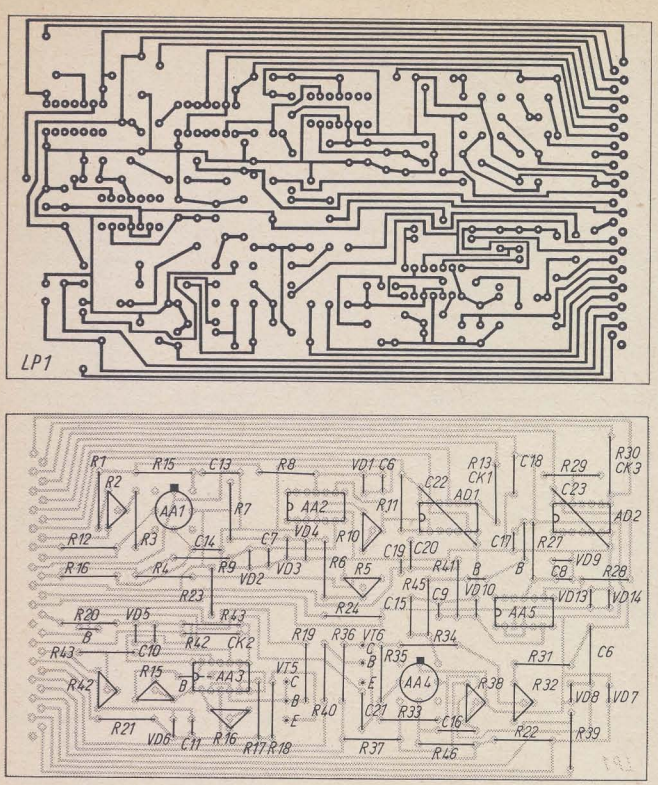


Bild 4.1 Leiterplatte LP1; a — Leiterzugseite, b — Bestückungsseite

der Leiterplatte LP1. Tabelle 2 gibt die Belegung der Steckerleiste an.

Für die Inbetriebnahme sind Vielfachmesser und Oszilloskop als Meßmittel erforderlich. Zur Kontrolle der richtigen Bestükkung (Ausschluß grober Fehler) sollte beim ersten Einschalten in jede Betriebsspannungszuleitung ein Strommesser geschaltet werden. Liegen die Betriebsströme über etwa 100 mA, muß man die Stromzuführung sofort unterbrechen!

Der Abgleich der Baugruppen beginnt beim Dreieck/Rechteckgenerator. Die Einstellwiderstände $R2$, $R5$ und $R10$ sind in eine

Tabelle 2:
Leiterplatte LP1, Belegung der Steckerleiste

1			
	2	—	Ausgang des Sägezahngenerators
3		—	Anschluß für Potentiometer Pulsbreite ($R25$)
	4	—	Anschluß für Potentiometer Pulsbreite ($R25$)
5		—	Betriebsspannungsanschluß —15 V (Sägezahn, Puls)
	6	—	Eingang des Sägezahngenerators
7		—	Steuereingang des Sägezahngenerators (S2)
	8	—	Betriebsspannungsanschluß —15 V (Sinus)
9		—	Masse
	10	—	Eingang des Sinusgenerators
11		—	Ausgang des Sinusgenerators
	12	—	Masse
13		—	
	14	—	Betriebsspannungsanschluß +15 V (Sinus)
15		—	Anschluß für Potentiometer Pulsbreite ($R25$)
	16	—	Betriebsspannungsanschluß —15 V (Puls)
17		—	Ausgang des Dreieckgenerators
	18	—	Betriebsspannungsanschluß —15 V (Dreieck, Rechteck)
19		—	Masse
	20	—	Anschluß für frequenzbestimmende Kondensatoren (C1 ... C5)
21		—	Eingang des Dreieckgenerators
	22	—	Masse
23		—	Betriebsspannungsanschluß +15 V (Dreieck)
	24	—	Betriebsspannungsanschluß +5 V (Rechteck)
25		—	Ausgang des Rechteckgenerators (S2)
	26	—	Ausgang des Rechteckgenerators (invertiert, S2)
27		—	Ausgang des Rechteckgenerators (Monitor)
	28	—	Betriebsspannungsanschluß +15 V (Puls)
29		—	Betriebsspannungsanschluß +5 V (Puls)
	30	—	Ausgang des Pulsgenerators (Pulsmonitor)
31		—	Ausgang des Pulsgenerators (TTL)

Masseanschlüsse sind auf der Steckerleiste zu brücken!

solche Stellung zu bringen, daß der Dreieck/Rechteckgenerator sicher schwingt. Für den Abgleich weiterhin günstig sind Frequenzen um etwa 1 kHz. Nach diesen Vorbereitungen wird mit den Widerständen $R10$, $R5$ und $R2$ (in der Reihenfolge ihrer Betätigung) entsprechend Bild 3.2 abgeglichen. Das Dreiecksignal wird am Stift 17 und das Rechtecksignal am Stift 27 der Steckerleiste abgegriffen. Beim Musteraufbau arbeitete der Dreieck/Rechteckgenerator sofort einwandfrei. Das Rechteck-

signal erreichte auch bei einer an der oberen Toleranzgrenze liegenden Betriebsspannung (5,25 V) keine $U_{ss} = 5$ V, sondern lag bei einer Betriebsspannung von $U_B = 5$ V bei $U_{ss} = 4$ V. Beim Musteraufbau wurden keine zusätzlichen Maßnahmen für eine Spannungserhöhung vorgesehen. Durch Nachschalten einer diskreten Inverterstufe kann erforderlichenfalls der Rechteckpegel vergrößert werden.

Direkt vom Dreieckgenerator wird das Eingangssignal für den Sinusgenerator abgeleitet. Zum Einstellen der Stromsymmetrie wird der Schleifer des Widerstandes $R42$ auf Massepotential gelegt, und mit dem Widerstand $R16$ stellt man den Spannungsabfall über dem Widerstand $R15$ auf Werte < 1 mV ein. Der Widerstand $R15$ sollte dabei auf seinem Maximalwert stehen. Die Kurvenform wird mit den Reglern $R42$ und $R15$ abgeglichen. Das Einstellen von $R15$ auf den Wert Null bewirkt einen echten Differenzverstärker. Für diesen Fall kann mit $R42$ die Ausgangsspannung auf den gewünschten Pegel gebracht werden. Mit dem Widerstand $R15$ läßt sich nun die Kurvenform verändern, was allerdings Rückwirkungen auf den Pegel hat. Aus diesem Grund sind die Einstellungen wechselseitig auszuführen. Mit einem Oszilloskop wird die Kurvenform kontrolliert, wobei bereits Klirrfaktoren der Sinusschwingung von wenigen Prozent deutlich am Oszilloskop ablesbar sind. Zur Kontrolle wurde der Klirrfaktor des Sinusgenerators im Musteraufbau bei einer Frequenz von 5 kHz mit Klirrfaktormeßgerät minimiert und seine Abhängigkeit von der

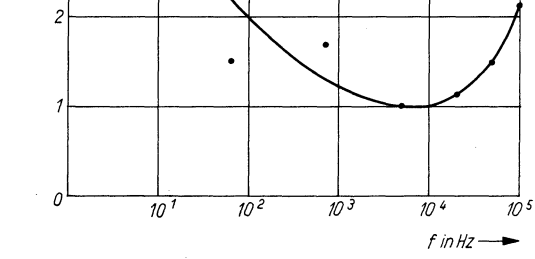


Bild 4.2 Abhängigkeit des Klirrfaktors des Sinussignales von der Generatorfrequenz

Frequenz untersucht. Das Ergebnis ist in Bild 4.2 dargestellt. Bei mittleren Frequenzen wurde ein Klirrfaktor von etwa 1% ohne größere Abgleichschwierigkeiten erreicht. Bis zur oberen Frequenzgrenze von 100 kHz steigt der Klirrfaktor auf Werte um 2% an. In Richtung untere Frequenzgrenze ist das Verhalten gleich, wobei hier noch der zunehmende systematische Meßfehler in Rechnung zu stellen ist.
Das Eingangssignal für den Sägezahngenerator wird ebenfalls direkt vom Dreieckgenerator abgeleitet. Für den Abgleich ist es gleichgültig, ob je nach Phasenlage des Rechtecksignales mit einem „steigenden" oder „fallenden" Sägezahn gearbeitet wird. Mit dem Regler $R32$ werden die beiden Teile des Sägezahnes zusammengeführt (s. Bild 3.5). Anschließend wird mit $R38$ der Verstärkungsfaktor verändert und damit die Kennlinienlinearität eingestellt. Im Musteraufbau wurde der gewünschte Pegel von 5 V nicht ganz erreicht. Ein geringfügiges Ändern des Widerstandes $R33$ kann hier leicht Abhilfe schaffen. Die durch das Umschalten des Transistors VT6 bewirkten dynamischen Störungen wurden im Musteraufbau mit einer Kapazität von $\approx$ 100 pF eliminiert.
Die letzte auf Leiterplatte LP1 enthaltene Baugruppe ist der Pulsgenerator. Hier ist beim Aufbau auf die richtigen Betriebsspannungen (Polarität der Z-Dioden) zu achten, da die Komparatorbetriebsspannungen gesondert aus den 15-V-Betriebsspannungen abgeleitet werden.

4.2. Leiterplatte LP2

Auf der Leiterplatte LP2 sind die in Abschnitt 3.5. und Abschnitt 3.6. beschriebenen Monitorausgänge und der Ausgangsverstärker untergebracht. Bild 4.3 zeigt die Leiterzug- und Bestückungsseite der Leiterplatte LP2. Tabelle 3 gibt die Belegung der Steckerleiste an. Die Monitorausgangsschaltungen für Rechteck-, Puls- und Sinusgenerator sind identisch und wurden erst bei der Erprobung den entsprechenden Generatoren zugeordnet. Ungünstig ist es, wenn die Monitorausgangsschaltungen für Rechteck- und Pulsgenerator über lange Leitungen mit den Generatoren verbunden sind. Die steilen Flanken der TTL-Signale bewirken in diesen Fällen sehr leicht Störungen auf den Nachbarleitungen

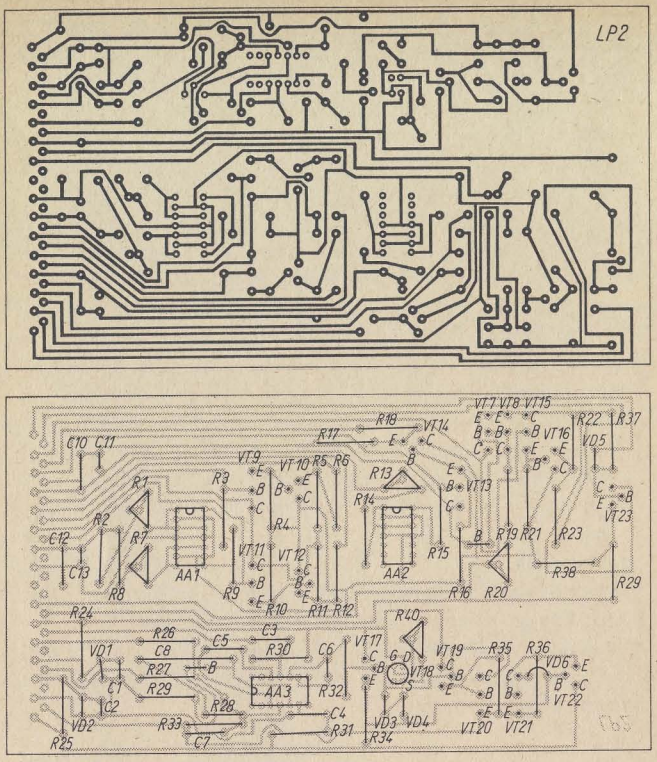


Bild 4.3 Leiterplatte LP2; a — Leiterzugseite, b — Bestückungsseite

(Übersprechen). Bei den Monitorausgangsschaltungen mit npn-Stromspiegeln machte sich ein spürbarer Frequenzgang bemerkbar. Die Ursache für diesen Frequenzgang lag bei den verwendeten integrierten Transistorarrays. Bedingt durch den Aufbau des integrierten Transistors entsteht zwischen Kollektor und Substrat eine beträchtliche Kapazität. Mit dem Widerstand zur Pegelabsenkung erhält man dadurch einen frequenzabhängigen Spannungsteiler (Bild 4.4). Die in Bild 4.4 angegebenen Ersatzelemente sind abhängig vom Arbeitspunkt des Transistors. Nach [11] liegt die Kollektor-Substratkapazität C_{cs} bei etwa

Tabelle 3:
Leiterplatte LP2, Belegung der Steckerleiste

1		—	Betriebsspannungsanschluß —15 V (Ausgangsverstärker)
	2	—	Ausgang des Ausgangsverstärkers
3		—	Masse
	4	—	
5		—	Anschluß für Potentiometer Bias ($R41$)
	6	—	Anschluß für Potentiometer Pegel ($R42$)
7		—	Anschluß für Potentiometer Bias ($R41$)
	8	—	
9		—	Anschluß für Potentiometer Bias ($R41$)
	10	—	Masse
11		—	Betriebsspannungsanschluß +15 V (Ausgangsverstärker)
	12	—	Ausgang Dreieckmonitor
13		—	Masse
	14	—	—
15		—	
	16	—	
17		—	Betriebsspannungsanschluß —15 V (Monitore)
	18	—	
19		—	Masse
	20	—	Eingang Pulsmonitor
21		—	Betriebsspannungsanschluß +15 V (Rechteck-, Pulsmonitor)
	22	—	Eingang Rechteckmonitor
23		—	Ausgang Rechteckmonitor
	24	—	Ausgang Pulsmonitor
25		—	Masse
	26	—	Betriebsspannungsanschluß +15 V (Sinus-, Dreieck-, Sägezahnmonitor)
27		—	Eingang Sinusmonitor
	28	—	Ausgang Sinusmonitor
29		—	Eingang Sägezahnmonitor
	30	—	Ausgang Sägezahnmonitor
31		—	Eingang Dreieckmonitor

Masseanschlüsse sind auf der Steckerleiste zu brücken!

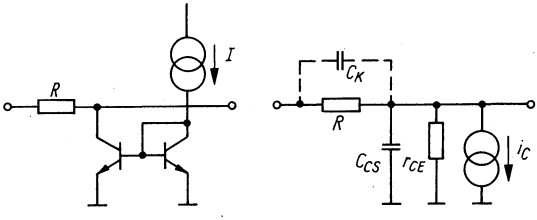


Bild 4.4 Korrektur des Frequenzganges der Pegelabsenkung

3 pF und nimmt mit steigender Kollektor-Emitter-Spannung schwach ab. Der Kollektor-Emitter-Widerstand liegt in der Größenordnung von 1 MΩ. Er ist umgekehrt proportional zum Kollektorstrom und steigt schwach mit steigender Kollektor-Emitter-Spannung. Die Wirkung der Kollektor-Substratkapazität, welche die Hauptursache für den Frequenzgang der Schaltung darstellt, kann durch Parallelschalten einer Kapazität zum für die Pegelabsenkung verantwortlichen Widerstand eliminiert werden. Richtwert sind dabei Kapazitäten um etwa 1 nF. Der konkrete Kapazitätswert sollte erst nach einem bei niedrigeren Frequenzen vorgenommenen Abgleich festgelegt werden.
Beim pnp-Stromspiegel, welcher im Sägezahnmonitor vorgesehen ist, sind diese Maßnahmen nur bedingt erforderlich. Die hier u. U. störende Kollektor-Emitterkapazität liegt bei wesentlich geringeren Werten als die Kollektor-Substratkapazität des integrierten npn-Transistors.
Bevor auf die Probleme des Ausgangsverstärkers eingegangen werden soll, werden die im Zusammenwirken von Generator und Monitorausgangsschaltung erreichten Ergebnisse für die angegebenen Kurvenformen vorgestellt. Die Frequenz des Dreieck/Rechteckgenerators beträgt für die dargestellten Signalverläufe 1 kHz.
Bild 4.5 zeigt das am Dreieckmonitor abgenommene Ausgangssignal. Das am Rechteckmonitor abgegriffene Ausgangssignal zeigt Bild 4.6. Die Symmetrie zur Nullinie stellt man mit R1 ein. Analog ist bei den anderen Monitorausgangsschaltungen zu verfahren. Aus Bild 4.6 sind die sich an die Schaltflanke anschließenden Überschwingvorgänge ersichtlich. Die Ursache dafür ist an der Schnittstelle zwischen Rechteckgenerator und Monitorausgangsschaltung zu suchen. Der Ausgang des Rechteckgenerators wird durch eine TTL-Ausgangsstufe gebildet. Zwischen dieser Ausgangsstufe und dem Eingang der hochohmigen Monitorausgangsschaltung liegt eine Leitung (Leiterzüge der Leiterplatten LP1 und LP2 sowie die Rückverdrahtung zwischen den Leiterplatten). Wird eine Leitung nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen, kommt es auf ihr zu Reflexionen. Mit dem hochohmigen Abschluß liegt am Leitungsende eine Fehlanpassung vor. Reflexionsmindernde Maßnahmen wurden dennoch nicht vorgesehen, da bereits geringe Belastungen des Monitorausgangs diese hochfrequenten Signalbestandteile unterdrücken.

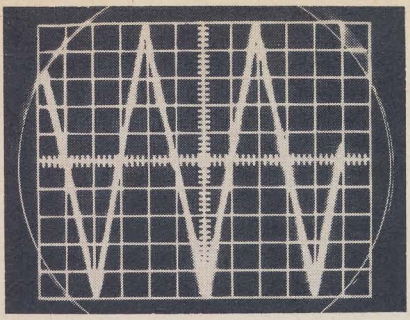


Bild 4.5
Oszillogramm des Dreiecksignales;
X: 500 µs/cm
Y: 1 V/cm

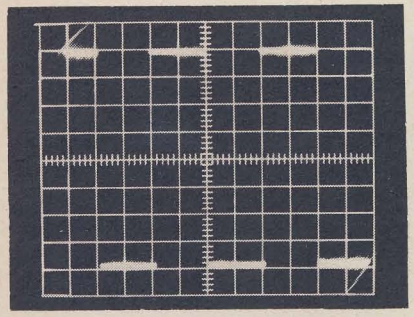
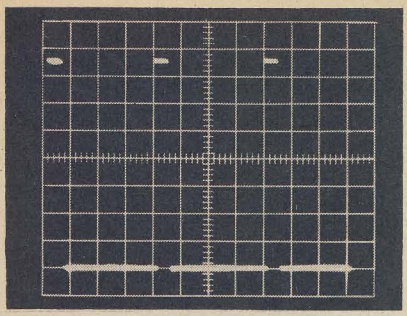


Bild 4.6
Oszillogramm des Rechtecksignales;
X: 500 µs/cm
Y: 1 V/cm

Die beiden möglichen Formen des variablen Pulssignales zeigt Bild 4.7. Für die dynamischen Verhältnisse gelten die zum Rechtecksignal gemachten Aussagen. Der „steigende" Sägezahn ist in Bild 4.8 gezeigt. Während die Kennlinienlinearität des ansteigenden Astes durch den Abgleich optimiert werden kann, wird die fallende Flanke durch den Operationsverstärker des Sägezahngenerators bestimmt. Bei der hier dargestellten Frequenz von 1 kHz sind die Einflüsse des Operationsverstärkers auf die fallende Flanke noch nicht spürbar. Bild 4.9 zeigt einen falsch bzw. nicht abgeglichenen Sägezahn. Das Sinussignal, abgegriffen am Ausgang Sinusmonitor, zeigt Bild 4.10. Der Klirrfaktor liegt hier bei 1%. Mit zunehmender Generatorfrequenz entstehen zunehmend verfälschte Kurvenformen. Der Grund hierfür liegt in den dynamischen Eigenschaften der verwendeten Bauelemente. Kritisch sind diese Auswirkungen vor allem auf das Sinussignal und den Sägezahn. Um diese Wirkungen zu demonstrieren, werden



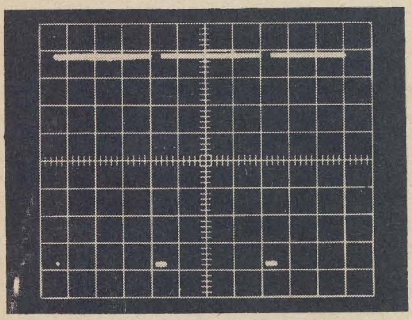


Bild 4.7
Oszillogramm des Pulssignales;
X: 500 µs/cm
Y: 1 V/cm,
a — HIGH-Puls,
b — LOW-Puls

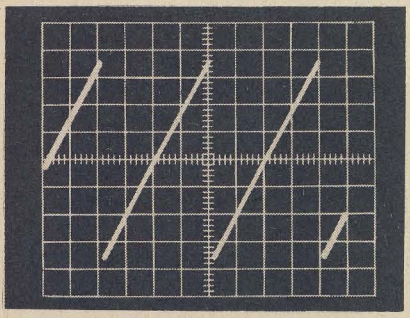


Bild 4.8
Oszillogramm des Sägezahnsignales;
X: 500 µs/cm
Y: 1 V/cm

im folgenden Sinus- und Sägezahnsignal bei einer Generatorfrequenz von 100 kHz betrachtet. Bild 4.11 zeigt das Sinussignal bei dieser Frequenz. Der Klirrfaktor ist auf 2% angestiegen. Bei dem in Bild 4.12 angegebenen Sägezahnsignal wird die ver-

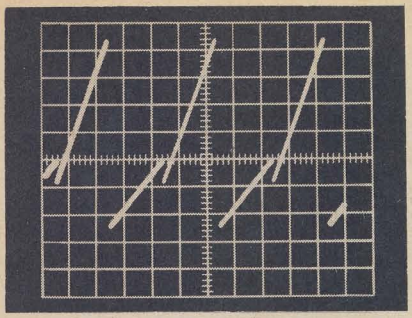


Bild 4.9
Oszillogramm des Sägezahnsignales (nicht kalibriert);
X: 500 μs/cm
Y: 1 V/cm

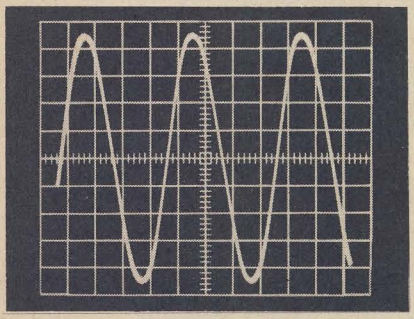


Bild 4.10
Oszillogramm des Sinussignales;
X: 500 μs/cm
Y: 1 V/cm

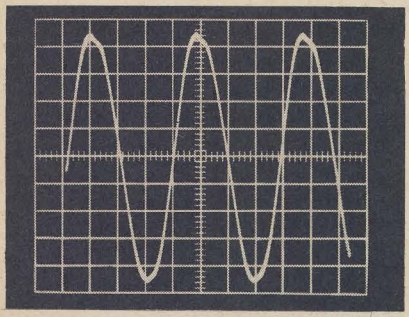


Bild 4.11
Oszillogramm des Sinussignales;
X: 5 μs/cm Y: 1 V/cm

schliffene Abschaltflanke deutlich markiert. Es ergibt sich eine gute Übereinstimmung mit der slew rate des verwendeten Operationsverstärkers *K 140 UD 8*, die bei etwa 6 V/μs liegt. Ein Versteilern dieser Flanke kann nur durch Einsatz eines Opera-

tionsverstärkers mit einer wesentlich höheren slew rate erreicht werden. Die Operationsverstärker *A 109* (*µA 709*) oder *MAA 741* (*µA 741*) sind hierfür nicht geeignet.

Der Belastungsfall für den Rechteckmonitor wird anhand von Bild 4.13 betrachtet. In Bild 4.13a ist der Monitorausgang nicht

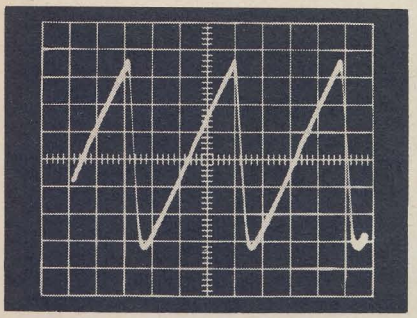
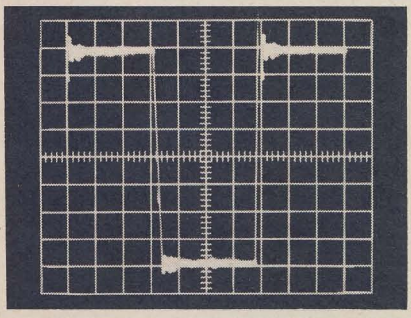


Bild 4.12
Oszillogramm des Sägezahnsignales;
X: 5 µs/cm Y: 1 V/cm



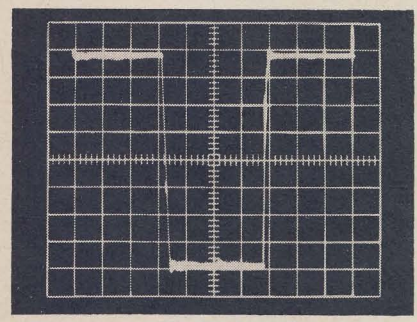


Bild 4.13
Oszillogramm des Rechtecksignales;
X: 2 µs/cm Y: 1 V/cm,
a — Leerlauf des Monitorausganges,
b — Beschaltung des Monitorausganges mit 500-Ω-Last

belastet. Es liegen wieder die gleichen Verhältnisse wie in Bild 4.6 vor. Die Frequenz beträgt jedoch hier 100 kHz. Bei Anschalten einer Last von 500 Ω zeigt sich ein deutliches Verschleifen des Rechtecksignales (Bild 4.13b).

Bei der Inbetriebnahme des Ausgangsverstärkers muß man die beiden Eingänge (Stifte 6 und 9) erden. Durch die Widerstandsbeschaltung wird eine Verstärkung von etwa 2 eingestellt, wodurch am Ausgang eine zur Offsetspannung proportionale Spannung im Bereich weniger Millivolt stehen darf. Aufgrund des geringen Verstärkungsfaktors wurde auf eine Offsetkorrekturmaßnahme verzichtet. Mit $R40$ wird die durch die Konstantstromquelle mit dem SFET VT18 an den Dioden VD3 und VD4 erzeugte Vorspannung so eingestellt, daß die Übernahmeverzerrungen minimiert werden. Bei kleinen Aussteuerungen des Ausgangsverstärkers ist dieser Einstellvorgang erforderlich. Die Eingangsfrequenzkompensation mit den Bauelementen $R28$ und $C8$ wurde an der fertigen Leiterplatte erprobt. Ziel ist dabei eine optimale Flankensteilheit des Rechteckimpulses an der oberen Frequenzgrenze. Neben den angegebenen Werten von $R28 = 39\Omega$ und $C8 = 470$ nF in Bild 3.6 wurde im Musteraufbau zwischen nichtinvertierendem Operationsverstärkereingang und Masse eine Kapazität $C9 = 10$ pF für die dynamische Optimierung eingesetzt. Diese Kapazität ist abhängig vom Aufbau und sollte ebenfalls experimentell festgelegt werden. Das Übertragungsverhalten des Ausgangsverstärkers bei Vollaussteuerung durch ein Rechtecksignal zeigt Bild 4.14. Soll das Rechtecksignal exakter an der oberen Frequenzgrenze (hier bei 100 kHz) übertragen werden, erfordert das eine Großsignalbandbreite von etwa

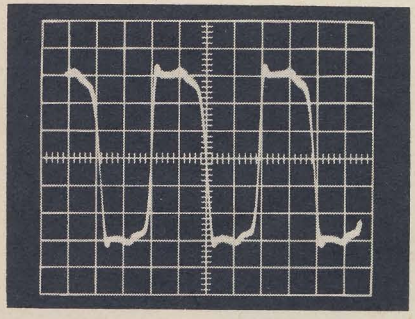


Bild 4.14
Oszillogramm des Rechtecksignales am Ausgangsverstärker;
X: 5 µs/cm Y: 3 V/cm

1 MHz. In diesem Fall muß man einen sogenannten „high speed"-Operationsverstärker einsetzen bzw. den kompletten Endverstärker einschließlich der Eingangsmischstufe diskret realisieren, was entsprechenden Bauelementeaufwand nach sich ziehen würde. Die Übertragung der anderen Signalformen mit Ausnahme der steilen Sägezahnflanke (Rückflanke) bereitet für den beschriebenen Ausgangsverstärker bis zu Frequenzen von 100 kHz keine Schwierigkeiten. Die Wirkung der Schutzschaltung für die Ausgangstransistoren zeigt Bild 4.15. Wird durch den angeschalteten Lastwiderstand bei einer bestimmten Aussteuerung des Ausgangsverstärkers ein Strom größer etwa 100 mA gefordert, senkt der

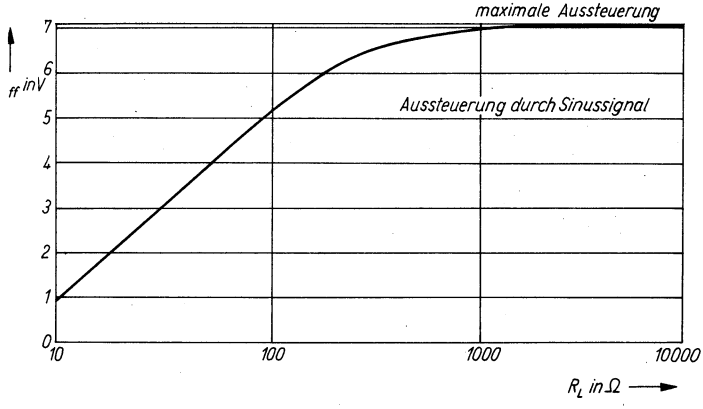


Bild 4.15 Verzerrungsfrei übertragenes Sinussignal am Ausgangsverstärker bei Belastung (Strombegrenzung 100 mA); für U_{ff} in V muß stehen: $U_{a\,eff}$ in V

jeweilige Schutztransistor den Signalpegel an der Basis der Endstufentransistoren ab, was sich bei konstantem Eingangspegel durch ein Absinken des Ausgangspegels (und entsprechende Signalverformung) bemerkbar macht.

4.3. Leiterplatte LP3

Auf der Leiterplatte LP3 sind die in Abschnitt 3.7. und Abschnitt 3.8. beschriebenen Baugruppen Rauschgenerator und elektroni-

sches Potentiometer untergebracht. Bild 4.16 zeigt Leiterzug- und Bestückungsseite der Leiterplatte LP3. Tabelle 4 enthält die Belegung der Steckerleiste.

Nachdem das näherungsweise Einhalten der berechneten Schwingfrequenz des Generators kontrolliert wurde, prüft man am Ausgang des Exklusiv-Oder (Stift 31) die Pulsfolge des Pseudo-Zufallsgenerators. Im Musteraufbau war der Rauschgenerator sofort betriebsbereit.

Zur Inbetriebnahme des elektronischen Potentiometers muß man den Eingang FC (Stift 11) erden und die Taste an der Biasein-

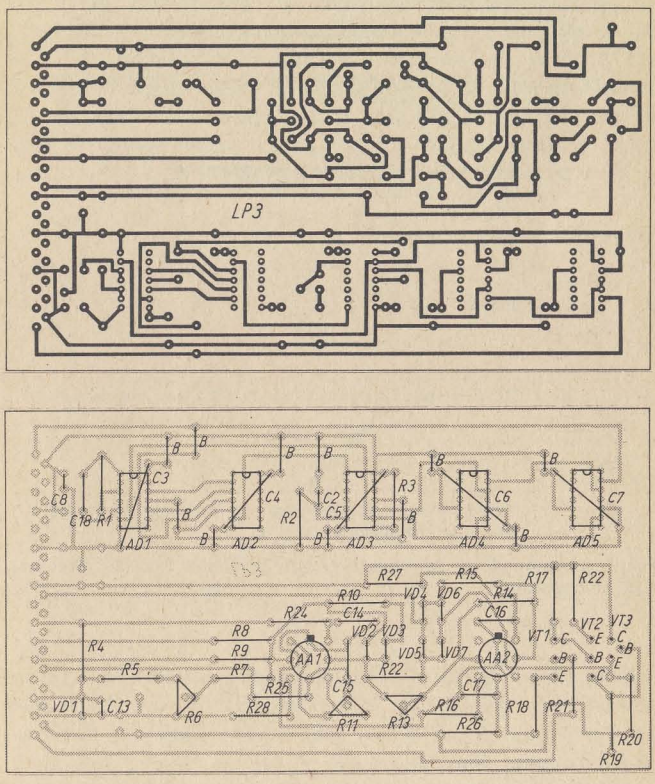


Bild 4.16 Leiterplatte LP3; a — Leiterzugseite, b — Bestückungsseite

Tabelle 4:
Leiterplatte LP3, Belegung der Steckerleiste

1		—	Steuereingang (TTL) für elektronisches Potentiometer
	2	—	Betriebsspannungsanschluß —15 V (elektronisches Potentiometer)
3		—	Masse
	4	—	
5		—	Anschluß für Potentiometer und Taste Bias ($R3$)
	6	—	
7		—	
	8	—	Betriebsspannungsanschluß —15 V (elektronisches Potentiometer)
9		—	Anschluß für Potentiometer Bias ($R3$)
	10	—	
11		—	Anschluß für Potentiometer FC ($R23$)
	12	—	
13		—	Betriebsspannungsanschluß +15 V (elektronisches Potentiometer)
	14	—	
15		—	
	16	—	Ausgang elektronisches Potentiometer
17		—	Betriebsspannungsanschluß +15 V (elektronisches Potentiometer)
	18	—	
19		—	
	20	—	
21		—	Masse
	22	—	
23		—	
	24	—	
25		—	Betriebsspannungsanschluß + 5V (Rauschgenerator)
	26	—	
27		—	
	28	—	
29		—	
	30	—	Betriebsspannungsanschluß +5 V (Rauschgenerator)
31		—	Ausgang Rauschgenerator

Mehrfach vorhandene Leiterplattenanschlüsse sind auf der Steckerleiste zu brücken!

stellung öffnen. Mit den Widerständen R6 und R11 wird bei in Mittelstellung befindlichem Widerstand R13 an den Ausgängen der Operationsverstärker AA1 und AA2 (s. Bild 3.7) die Ausgangsspannung Null eingestellt (Offsetkorrektur). Bei einer maximalen Eingangsspannung von 5 V am Eingang FC und

oberem Anschlag des Potentiometers R2 sind mit dem Widerstand R13 betragsmäßig gleiche Ausgangsspannungen an den genannten Operationsverstärkern einzustellen. Danach kann das Übertragungsverhalten des elektronischen Potentiometers durch Aufnahme der Ausgangsstrom-Eingangsspannungscharakteristik überprüft werden. Als Strommesser arbeitet dabei ein Gerät mit einem Innenwiderstand kleiner dem Widerstandswert der Widerstände $R12$ und $R15$. Die Ansteuerung der Schaltstufe mit einem TTL-Pegel ermöglicht die Überprüfung der Wirkungen als Stromquelle bzw. als Stromsenke. Liegt am Stift 1 LOW-Pegel, wirkt das elektronische Potentiometer als Stromsenke, d. h., vom Stift 16 fließt ein durch das Eingangssignal festgelegter Strom in die Schaltung hinein. Eine Umschaltung auf HIGH-Pegel bewirkt ein Stromquellenverhalten, wodurch am Stift 16 ein Strom aus der Schaltung herausfließt. Das am Musteraufbau gemessene Übertragungsverhalten zeigt Bild 4.17. Dabei wird ein Steuerbereich von 1:100 für den Ausgangsstrom erreicht. Zu kleinen Pegeln hin setzt die Offsetspannung der Ge-

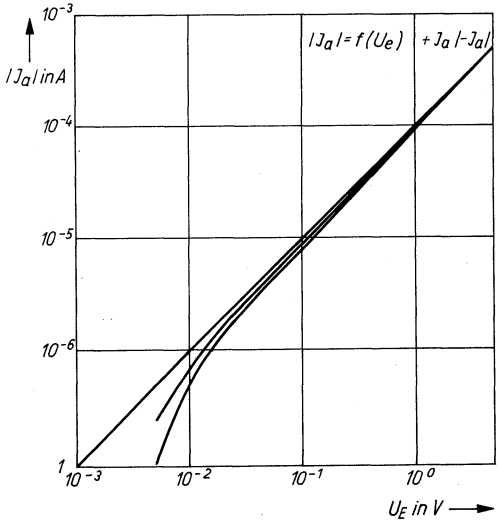


Bild 4.17 Übertragungsverhalten des elektronischen Potentiometers

samtschaltung eine Grenze. Die obere Aussteuerungsgrenze wird durch die Aussteuerbarkeit der Operationsverstärker gesetzt.

Nach Kontrolle der Funktion des elektronischen Potentiometers kann man es mit dem Dreieck/Rechteckgenerator zusammenschalten. Das Zusammenschalten erfolgt nach Bild 4.18, wobei die vom Operationsverstärkereingang abgewandte Seite des Widerstandes $R3$ in Bild 3.1 geerdet werden muß. Ist der Einsatz des elektronischen Potentiometers von vornherein vorgesehen, sollte aus diesem Grund der Widerstand R2 des Dreieck/Rechteckgenerators zu dessen Inbetriebnahme nur provisorisch bestückt werden. Der dann erforderliche Kurzschluß wird durch eine Drahtbrücke realisiert. Die Beeinflussung der Generatorfrequenz durch das elektronische Potentiometer entspricht nunmehr dem in Bild 4.17 dargestellten Übertragungsverhalten (Bild 4.19).

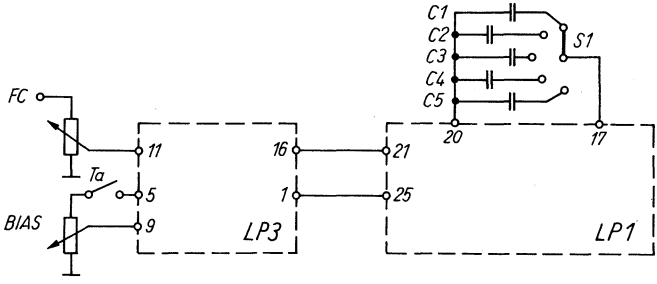


Bild 4.18 Zusammenschaltung von Dreieck/Rechteckgenerator und elektronischem Potentiometer

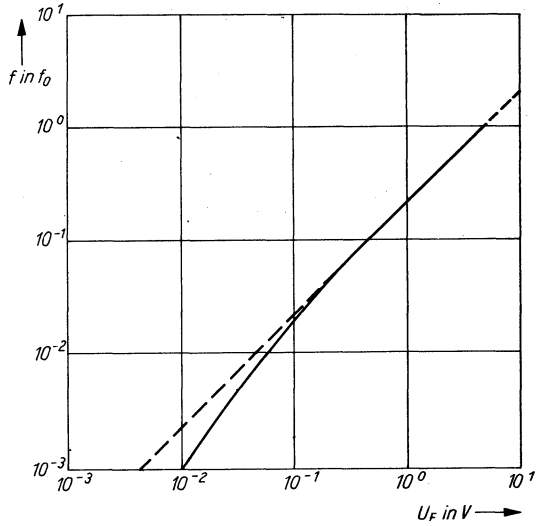


Bild 4.19 Abhängigkeit der Generatorfrequenz von der Eingangsspannung des elektronischen Potentiometers

4.4. Funktionsgeneratorgesamtschaltung

Die den Funktionsgenerator im wesentlichen ausmachenden Leiterplatten LP1 bis LP3 werden zur Gesamtschaltung durch einige wenige von außen beeinflußbare Bauelemente verbunden. Bild 4.20 zeigt die Gesamtschaltung des Funktionsgenerators.

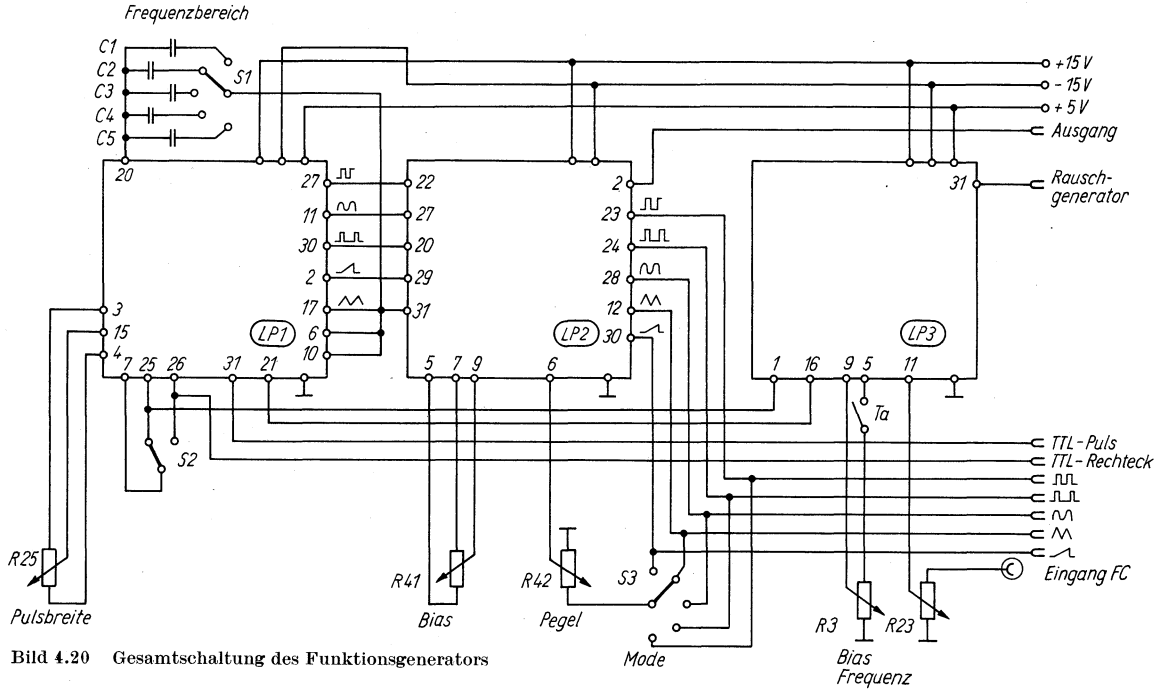


Bild 4.20 Gesamtschaltung des Funktionsgenerators

5. Anwendungen des Funktionsgenerators

Der beschriebene Funktionsgenerator läßt eine Vielzahl unterschiedlicher Generatoranwendungen zu. Seine Besonderheit liegt aber in der Steuerbarkeit der Generatorfrequenz durch eine an das elektronische Potentiometer angelegte Gleichspannung. In den im folgenden beschriebenen Anwendungen soll deshalb auf die Steuerbarkeit der Generatorfrequenz besonderes Augenmerk gelenkt werden.

5.1. Signalgenerator mit veränderbarem Gleichspannungsanteil

Üblich bei Funktionsgeneratoren sind nullsymmetrische oder auf Massepotential aufbauende Signale. Durch die im Ausgangsverstärker überlagerte Signalspannung, deren Kurvenform durch den Betriebsartenschalter MODE beliebig ausgewählt werden kann, und eine Biasspannung kann die periodische Zeitfunktion im Aussteuerbereich beliebig nach positiven oder negativen Pegeln hin verschoben werden. In Bild 5.1 ist diese Variante den konventionellen Möglichkeiten der Signalverschiebung gegenübergestellt.

5.2. SWEEP-Betrieb

Über den Eingang FC des elektronischen Potentiometers ist die Generatorfrequenz durch eine Gleichspannung steuerbar. Unter SWEEP-Betrieb wird ein kontinuierliches Ändern der Generatorfrequenz verstanden, welche durch Anlegen einer linear ansteigenden Spannung (Sägezahn) an den Eingang FC hervorgerufen wird. Mit dieser Betriebsart lassen sich auf elegante Art Frequenzgänge von selektiven Schaltungen bestimmen. Bild 5.2 zeigt eine solche Anwendung. Der Funktionsgenerator arbeitet als Signalquelle für das zu untersuchende Objekt. Als Registriergerät eignet sich ein Oszilloskop bzw. ein großflächiger Kenn-

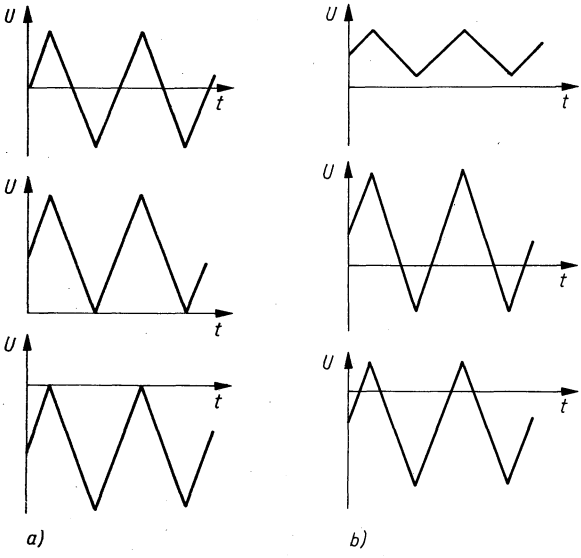


Bild 5.1 Überlagerung einer Gleichspannung;
a — konventionelle, b — kontinuierlich einstellbare Überlagerung

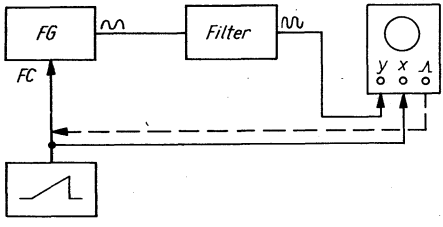


Bild 5.2
Frequenzgangmessung (Steuerung des Funktionsgenerators durch externen Sägezahngenerator oder durch Oszilloskop)

linienschreiber. Die an den Eingang FC des Funktionsgenerators gelegte Steuerspannung für die Generatorfrequenz wirkt gleichzeitig auf die X-Ablenkung des Registriergerätes. Der Strahl des Oszilloskops wird durch diese Maßnahme frequenzproportional ausgelenkt. Wichtig für eine solche Analyse der Frequenzabhängigkeit eines zu untersuchenden Objektes ist, daß die Ablenk-

frequenz wesentlich kleiner als die zu erwartende Grenzfrequenz ist.

Zur Anpassung an die für Frequenzgangdarstellungen übliche Art kann die für die Frequenzsteuerung verantwortliche, linear ansteigende Spannung logarithmiert werden. Die Auslenkung des Strahles des Oszilloskops ist durch diese Maßnahme nicht mehr proportional zur Generatorfrequenz, sondern proportional zum Logarithmus der Generatorfrequenz (im Verhältnis zu einer Referenzfrequenz bzw. Anfangsfrequenz). Man erhält durch eine solche Maßnahme das in Bild 5.3 gezeigte Verhalten. Zur Steigerung der Übersichtlichkeit wurde nur die Hüllkurve des Signalverlaufes (einer Tiefpaßschaltung) dargestellt.

5.3. Frequenzumtastung

Kontinuierliche Frequenzänderung wurde durch eine kontinuierlich veränderte Steuerspannung erreicht. In der gleichen Weise kann durch sprungförmiges Ändern der die Generatorfrequenz bestimmenden Steuerspannung eine sprungförmige Frequenzänderung hervorgerufen werden. Einschwingvorgänge seien hier nicht betrachtet. Um eine einfache Darstellung zu erreichen, wird die Frequenzumtastung in Bild 5.4 anhand des Rechtecksignales demonstriert.

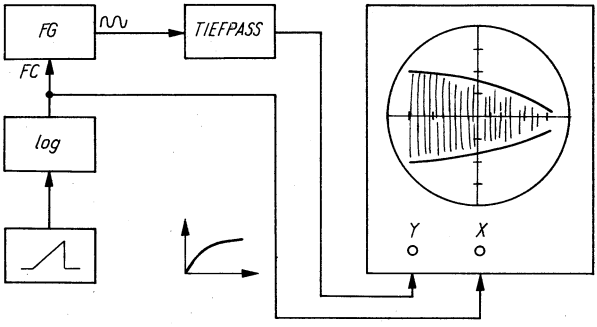


Bild 5.3 Realisierung einer logarithmischen Abszissenteilung bei der Frequenzgangmessung

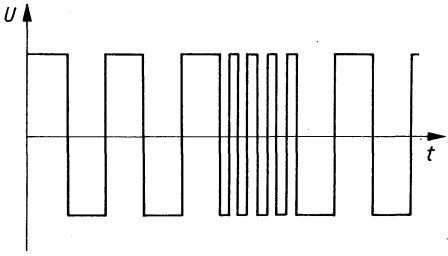


Bild 5.4
Frequenzumtastung
beim Rechtecksignal

5.4. Frequenzmodulation

Die kontinuierliche Fortsetzung der in Abschnitt 5.2. und Abschnitt 5.3. gemachten Aussagen führt zur Frequenzmodulation. Ausgehend von sinusförmigen Signalen, wird das durch den Funktionsgenerator bereitgestellte Trägersignal $u(t) = U \sin(\Omega t + \varphi_0)$ bezüglich seiner Momentanfrequenz periodisch geändert. Die Modulationsfrequenz führt man hierzu an den Eingang FC. Das Modulationssignal ist einer Gleichspannung zu überlagern, wodurch nach der Beziehung

$$\Omega(t) = \Omega_0 (1 + m \sin \omega t)\, m\Omega_0 = \Delta\Omega$$

die Frequenz der unmodulierten Frequenz Ω_0 und der Frequenzhub $\Delta\Omega$ bestimmt werden Weitere Bedingungen der Frequenzmodulation seien an dieser Stelle nicht betrachtet. Hierzu muß man in der entsprechenden Literatur nachlesen.

5.5. Elektronischer Synthesizer

Im Funktionsgenerator sind eine Reihe von bedeutenden Baugruppen enthalten, die einen Synthesizer ausmachen. Die sich weit über den Tonfrequenzbereich erstreckenden Generatorfrequenzen formieren den zu erzeugenden Ton, wobei der Oberwellengehalt durch die gewählte Kurvenform bestimmt wird. Neben diesen den Klang beeinflussenden Eigenschaften ist der Intensitätsverlauf, d. h. Einschwingzeit, quasistationäre Phase und Abklingzeit, von besonderer Bedeutung. Durch einen sogenannten „Konturgenerator" wird die gewünschte Kurvenform (Inten-

sitätsverlauf) bereitgestellt. Verwendet man dieses Kontursignal als Steuerspannung für einen spannungsgesteuerten Verstärker (VCA), dann lassen sich geforderte Intensitätsverläufe erzeugen. Eine solche die Amplitude des Funktionsgeneratorausgangssignales beeinflussende Baugruppe ist im vorstehend beschriebenen Funktionsgenerator aus naheliegenden Gründen nicht enthalten. Nutzt man den Funktionsgenerator als elektronischen Synthesizer, so muß aus diesem Grund auf eine Beeinflussung der Hüllkurve des tonfrequenten Ausgangssignales verzichtet werden. Ein weiteres Problem stellt die Steuerung des als spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) arbeitenden Funktionsgenerators dar. Beim Synthesizer ist es üblich, mit einem „keyboard" zu steuern. Zwischen dem eigentlichen „keyboard" (Tastenfeld) und dem benutzten Steuereingang des elektronischen Potentiometers muß man eine Anpassungsschaltung vorsehen, welche die Bedingungen der temperierten Tonskale berücksichtigt. Zwischen allen Halbtonschritten der temperierten Tonskale besteht ein Verhältnis von $2^{1/12}$, weshalb für die Steuerspannung U_{FC} die Beziehung

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} = 2^{1/12} = 1{,}0594 \tag{5.1}$$

gelten muß. Eine diese Bedingungen repräsentierende keyboard-Schaltung kann prinzipiell auf 2 unterschiedliche Weisen realisiert werden. Von einem linear abgestuften Widerstandsteiler, der durch einen Konstantstrom gespeist wird, leitet man die Tastenspannungen ab. Durch einen Exponentialkonverter [1] ist die noch erforderliche Umsetzung zu realisieren. Eine andere Möglichkeit besteht im Einsatz eines wiederum durch einen Konstantstrom gespeisten exponentiell abgestuften Widerstandsteilers. Für beide Verfahren sind Schaltungsmöglichkeiten in der Literatur beschrieben [12], [13]. Aus diesen beiden Literaturstellen geht weiterhin die erforderliche Erweiterung hervor, welche zum Erreichen eines spielfähigen Synthesizers vorgenommen werden müssen. Diese recht komplexe Synthesizerschaltung soll im folgenden nicht weiter betrachtet werden. Geringfügige Erweiterungen des Funktionsgenerators zu einem musikalischen „Spielzeug" werden angeführt.

Die Erweiterung besteht in einer keyboard-Schaltung mit linear gestuftem Widerstandsteiler und nachgeschaltetem Expo-

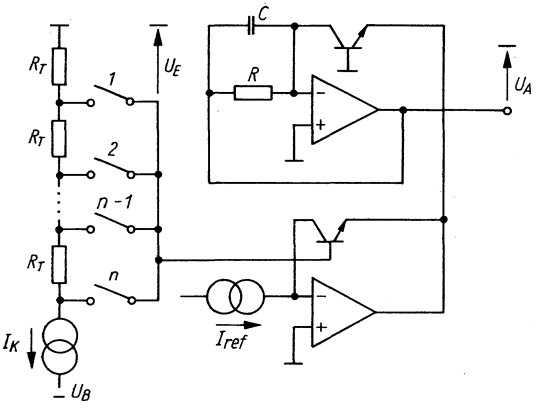


Bild 5.5 keyboard-Schaltung mit linearem Widerstandsteiler und Exponentialkonverter

nentialkonverter. Bild 5.5 zeigt den zugehörigen Übersichtsschaltplan. Aus Bild 5.5 folgt die das Übertragungsverhalten beschreibende Beziehung

$$U_A = R\, I_{ref} \exp\left(-\frac{U_E}{U_T}\right); \quad U_E < 0. \tag{5.2}$$

Die Eingangsspannung für den Exponentialkonverter U_E wird durch den Widerstandsteiler und den Konstantstrom I_K bestimmt. Wird vom n-ten Widerstand die Spannung abgegriffen, gilt

$$U_{En} = -\,n\, R_T I_K\,. \tag{5.3}$$

Mit Gl. (5.1) bis Gl. (5.3) kann die keyboard-Schaltung dimensioniert werden.

$$\frac{U_{An+1}}{U_{An}} = \exp\left(\frac{R_T I_K}{U_T}\right) = 2^{1/12}$$

$$R_T I_K = U_T \ln 2^{1/12} = \frac{U_T}{12} \ln 2 \tag{5.4}$$

Mit Gl. (5.4) ist das Produkt aus Teilwiderstand und Konstantstrom bestimmt.

Verbleibt noch das Bestimmen des Referenzstromes I_{ref} und des Rückführungswiderstandes R. Dieses Produkt bewirkt eine Skalierung der Generatorfrequenz und kann, soweit es der Aussteuerbereich zuläßt, in weiten Grenzen variiert werden. Vorteilhaft wirkt sich ein relativ hoher Rückführungswiderstand dann aus, wenn zur Gewährleistung gleitender Tonübergänge eine Zeitkonstante eingebaut wird. Durch das Parallelschalten einer entsprechenden Kapazität zum Rückführungswiderstand R kann eine gewünschte Übergangszeit zwischen 2 Tönen eingestellt werden. Der konkrete Wert der Zeitkonstante sollte experimentell erprobt werden. Als Richtwert können 100 ms angegeben werden.

Eine zusätzliche Variationsmöglichkeit besteht in einer vom Rauschgenerator abgeleiteten Modulation eines einmal vorgegebenen Tones. Hierzu ist durch Nachschalten eines Tiefpasses mit einer sehr niedrigen Grenzfrequenz aus dem vom Rauschgenerator bereitgestellten weißen Rauschen ein mit zunehmender Frequenz in seiner Amplitude sinkendes, sogenanntes „rosa

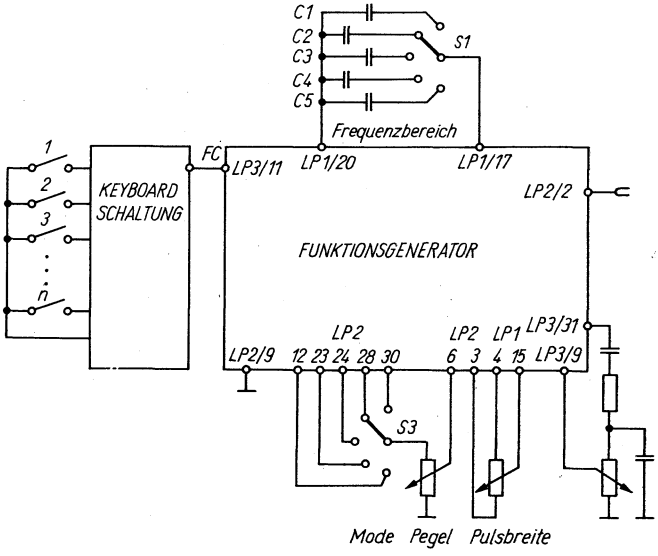


Bild 5.6 „Spielzeug"-Synthesizer (Übersichtsschaltplan)

Rauschen" zu erzeugen. Der vom Exponentialkonverter anliegenden Steuerspannung ist dieses Rauschsignal zuzumischen. Bild 5.6 zeigt den Übersichtsschaltplan des beschriebenen „Spielzeug"-Synthesizers.

5.6. Melodiegenerator

Ersetzt man die keyboard-Schaltung durch eine einfache Steuerschaltung, kann ein einfacher Melodiegenerator aufgebaut werden. Von einem Taktgenerator wird eine der Anzahl der abzurufenden Töne entsprechend lange Zählkette angesteuert. Durch einen 1-aus-n-Dekoder wird jeweils eine der Ausgangsleitungen aktiviert. Jede Ausgangsleitung treibt ein Potentiometer.
Bild 5.7 zeigt den zugehörigen Übersichtsschaltplan. Zum Einstellen der Melodiefolge wird der Taktgenerator abgetrennt und mit Handtaktung gearbeitet. Vom jeweils aktivierten Potentiometer läßt sich eine Steuerspannung abgreifen. Durch die in die Signalleitungen eingeschalteten Dioden werden die Potentiometer gegeneinander entkoppelt. Nach dem Programmieren kann man den Taktgenerator aktivieren.

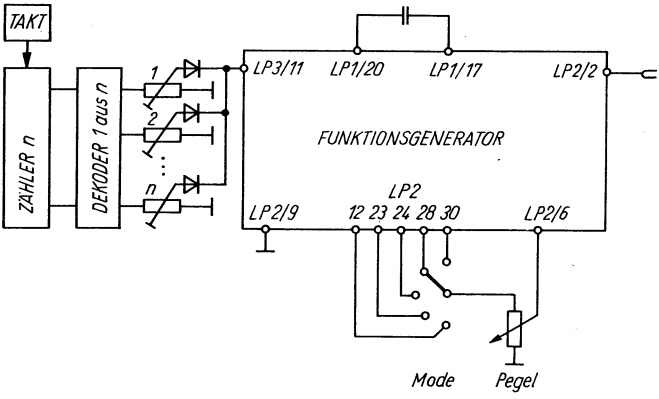


Bild 5.7 Melodiegenerator (Übersichtsschaltplan)

5.7. Steuerbarer TTL-Pulsgenerator

Zur direkten Ansteuerung von TTL-Schaltungen wurden bei der vorliegenden Konzeption des Funktionsgenerators für das Rechteck- und das Pulssignal TTL-kompatible Ausgänge (TTL-Monitor) vorgesehen. Mit dem Steuersignal FC ist die Pulsfrequenz einstellbar. Durch die vorgesehene Biaseinstellung kann je nach Stellung von S2 die Zeit t_H bzw. t_L über einen weiten Bereich gesteuert werden. Vorteilhaft ist eine solche Generatorschaltung bei der Tastung von TTL-Schaltungen anwendbar, bei denen durch den Einsatz von monostabilen Vibratoren u. U. kritische Zeitbedingungen entstehen können.

5.8. Testung analoger Baugruppen

Zum statischen Testen analoger Baugruppen können Spannungs- und Stromquellen und die entsprechende Meßtechnik herangezogen werden. Der Funktionsgenerator wird beim dynamischen Test analoger Baugruppen herangezogen. Als Beispiel zeigt Bild 5.8 die oszillografische Auswertung des Schaltverhaltens eines Komparators. Als Eingangssignal für den Prüfling (Komparator)

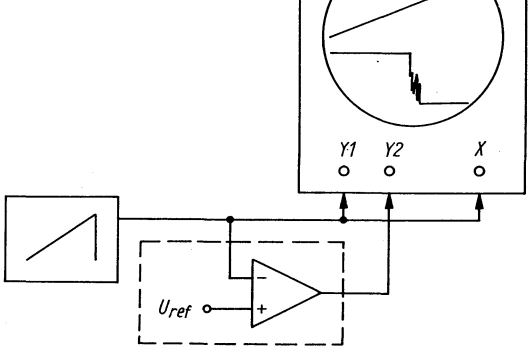


Bild 5.8 Prüfung des Schaltverhaltens eines Komparators

sowie zur X-Ablenkung und zur Ablenkung eines Strahles des verwendeten Zweistrahloszilloskops benutzt man das durch den Funktionsgenerator bereitgestellte Sägezahnsignal. Mit dem zweiten Kanal des Oszilloskops wird das Verhalten des Komparatorausgangs kontrolliert. Das Schaltverhalten eines Komparators kann auf die beschriebene Weise schnell und sicher überprüft werden.

5.9. Untersuchung des Einschwingverhaltens analoger Baugruppen

Das Einschwingverhalten analoger Baugruppen wird durch deren innere Schaltungsstruktur und ihre Dimensionierung bestimmt. In der Meß- und Regelungstechnik wird zur Charakterisierung des Einschwingverhaltens deren Reaktion auf bestimmte Eingangssignale untersucht. Die wichtigsten Prüfsignale für diesen Zweck sind die Sprungfunktion und die Stoßfunktion. Nach den Methoden der Systemtheorie ist die Kenntnis der Sprungantwort (Übergangsfunktion) bzw. der Stoßantwort (Gewichtsfunktion) zur Charakterisierung der Eigenschaften eines (elektrischen) Systems vollständig ausreichend. Als Sprungfunktion läßt sich das Rechtecksignal mit einer hinreichend niedrigen Frequenz verwenden. Dabei gilt, daß die Periodendauer des Rechtecksignales ein Mehrfaches der Einschwingzeit des zu untersuchenden Systems betragen soll. Mit den Möglichkeiten des Funktionsgenerators und der Betrachtung am Oszilloskop läßt sich hier schnell eine geeignete Frequenz des Rechtecksignales finden. Als Stoßfunktion ist das Pulssignal einsetzbar. Hierzu muß die Pulsbreite so klein wie möglich sein.

6. Ausblick

Es wurde ein mit amateurmäßigen Mitteln realisierbarer Funktionsgenerator einschließlich einiger Anwendungsfälle vorgestellt. Die Erprobungsergebnisse zeigen, daß mit vertretbarem Aufwand in einem den Tonfrequenzbereich weit überschreitenden Frequenzbereich periodische Prüfsignale mit einem breiten Variationsbereich ihrer Eigenschaften bereitgestellt werden können.

Beim Entwurf analoger, teilweise aber auch digitaler Schaltungen ist der Funktionsgenerator für den Schaltungsentwickler in der Industrie, aber auch für den Amateur ein kaum entbehrliches Hilfsmittel geworden. So entstehen bei der Arbeit mit diesen Geräten ständig neue Wünsche hinsichtlich der zur Verfügung stehenden Ausgangssignale und deren Verknüpfungsmöglichkeit und Veränderlichkeit. Diese Wünsche werden in starkem Maße von der bearbeiteten Thematik bzw. Problematik abhängig sein. Kommerzielle Funktionsgeneratoren werden aus diesem Grunde in einer breiten Typenvielfalt auf dem internationalen Markt angeboten. Ein universeller Funktionsgenerator wird aber nicht zuletzt aus Gründen des Aufwandes und der damit entstehenden Kosten kaum zum Einsatz kommen. Die vorliegende, auf die Möglichkeiten des Elektronikamateurs der DDR zugeschnittene Konzeption geht auch aus diesem Grund von dem bereits eingangs diskutierten modularen Aufbau aus. Erweiterungen sind dann in das bestehende Konzept leicht einzuarbeiten. Einige Erweiterungen wurden bereits im Abschnitt 5.5 und im Abschnitt 5.6. angegeben. Auch für die Probleme der Meßtechnik sind, abgeleitet von kommerziellen Funktionsgeneratoren, ergänzende Baugruppen für Funktionen wie

- Einzelimpulsauslösung
- BURST
- programmierbare Hüllkurve
- spannungsgesteuerter Verstärker (VCA)

u. a. m. denkbar.

Bei der Einzelimpulsauslösung können durch einen von außen beliebig vorgebbaren Zeitpunkt (Triggerung) Einzelimpulse einer

ebenfalls von außen gewählten Kurvenform abgerufen werden. Die Betriebsart BURST bezeichnet eine kontinuierlich einstellbare Ausblendung von Impulsen einer Pulsfolge. Die Hüllkurve eines solchen Pulspakets kann zum Erreichen eines langsamen Einblendens und eines bestimmten Ausblendverhaltens durch einen Konturgenerator beeinflußt werden. Ein solcher Konturgenerator läßt sich von außen programmieren, so daß u. U. jedes Pulspaket einen anderen Intensitätsverlauf haben kann. Mit einem spannungsgesteuerten Verstärker (VCA) kann die Amplitude des Funktionsgeneratorausgangssignals beeinflußt werden. Mit einer solchen Einrichtung läßt sich eine Amplitudenmodulation realisieren.

Da durch die hier vorgestellten, ergänzenden Baugruppen der Aufwand für einen Funktionsgenerator beträchtlich steigt, sollte auch der Amateur vor einer eventuellen Erweiterung des beschriebenen Grundgerätes seine typischen Anwendungsfälle für einen Funktionsgenerator analysieren, um eine gewisse Übereinstimmung zwischen erforderlichem Aufwand und erreichbarem Nutzen zu erhalten.

Literatur

[1] *Kühnel, C.*: Lineare und nichtlineare Analogschaltungen mit Operationsverstärkern. Band 199 der Amateurreihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1982

[2] *Kühnel, C.*: Einfaches Sinusfunktionsnetzwerk. radio fernsehen elektronik 31 (1982) H. 10, S. 662 und 663

[3] *Damashek, M.*: Shift registers with feedback generates white noise. Electronics (1976) H. 10, S. 107–109

[4] *Roth, M.*; *Russ, Th.*: Modifizierte Frequenzkorrektur integrierter Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 13, S. 430, 435–437

[5] *Hertzsch, A.*: TTL-Vergleichsliste. Band 184 der Amateurreihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1980

[6] *Kramer, M.*: Impulstechnik mit TTL-Schaltkreisen. Band 185 der Amateurreihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1980

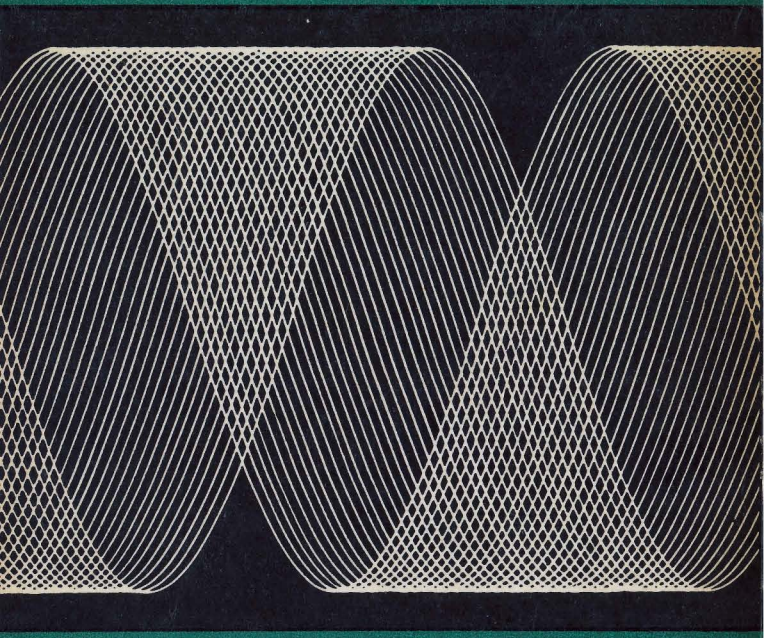
[7] *Streng, K.*: abc der Stromversorgungstechnik. Militärverlag der DDR, Berlin 1972

[8] *Jungnickel, H.*: Moderne Stromversorgungstechnik. Fortsetzungsreihe. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1 bis H. 12

[9] Monolitckè integrovanè výkonovè stabilizàtory napài řady MA 79 ... TESLA Rožnov 1977

[10] —: Festspannungsregler der Reihe MA 78xx. radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 12, S. 759–761

[11] *Baumann, P.*: HF-Kennwerte des Transistorarrays *B 340 D*. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 485–488

[12] *Schulze, H.-J.*: Musiksynthesizer selbstgebaut. Band 180 der Amateurreihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1980

[13] *Kühnel, C.*; *Postel, U.*: Der elektronische Synthesizer. radio fernsehen elektronik 28 (1979) Teil 1, H. 2, S. 119–125; Teil 2, H. 3, S. 184–189